ИЗВЕСТИЯ

ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
имени С. М. Кирова

Том 98

ИЗДАТЕЛЬСТВО ТОМСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

ТОМСК 1960

ИЗВЕСТИЯ

ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ

ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

имени С. М. Кирова

Том 98

ИЗДАТЕЛЬСТВО ТОМСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

ТОМСК 1960 г.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

МЕТОДИКА РАСЧЕТОВ НЕПОЛНОФАЗНЫХ РЕЖИМОВ ДЛИННЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Р. И. БОРИСОВ

(Представлено профессором доктором В. К. Щербаковым)

Пофазное управление линиями электропередачи в существующих системах получило широкое распространение, так как это мероприятие в значительной степени увеличивает надежность электроснабжения потребителей без существенных дополнительных капитальных затрат.

Применение пофазного АПВ, вместо трехфазного, позволяет увеличить при замыканиях на землю время отключенного состояния фаз линии без нарушения ее устойчивости при передаче мощности нормального режима. Предельное значение времени работы при отключенном состоянии поврежденных фаз в процессе АОПВ не должно, как известно, превышать время деионизации воздушного промежутка по месту замыкания.

Экспериментальная проверка, проведенная в последнее время [1], еще раз подтвердила возможность применения ОАПВ на линиях напряжением до 220 *кв* и длиной до 500 *км*, на которых происходит погасание дуги не более чем через 250 *мксек* после отключения поврежденной фазы. Как правило, для линий 220 *кв* предельное по условиям динамической устойчивости время отключенного состояния оказывается значительно больше. На линиях 400 *кв* длиной свыше 250 *км* совсем не происходит погасание дуги в месте замыкания на землю даже после отключения поврежденной фазы, вследствие чего успешное автоматическое повторное включение оказывается невозможным. Поддержание тока в дуге осуществляется при этом индуктированным напряжением от здоровых фаз.

Для линий на напряжение 400 *кв* длина участка в 250 *км* является предельной, при которой произойдет погасание дуги по месту повреждения и окажется возможным осуществить пофазное управление линий.

На длинной линии, оборудованной пофазным управлением, по целому ряду причин могут возникнуть длительные неполнофазные режимы.

Так, при устойчивом однофазном коротком замыкании на каком-нибудь участке поврежденная фаза окажется отключенной с двух сторон, тогда при наличии второй цепи установка окажется в работе

на трех фазах, но пяти проводах. В поврежденной фазе эквивалентное сопротивление несколько увеличится по сравнению с работой в нормальном режиме, но такой несимметричный режим будет легче условий, которые возникнут при отключении одной фазы в блочной схеме. Это будет означать потерю одной фазы и уменьшение мощности, передаваемой по линии. Несимметрия токов и напряжений, которая возникает при этом, будет проявлять себя более резко.

Таким образом, наиболее частые однофазные замыкания, в том случае, если они окажутся устойчивыми, приведут к однократным несимметриям.

При раздельном управлении фазами линии появляется возможность значительного расширения номенклатуры работ по осмотрам и ремонтам линий и аппаратуры, проводимых без полного отключения линии электропередачи и выполняемых методом пофазного ремонта.

При производстве таких работ на одной фазе, под напряжением на других, возможно наложение несимметричных режимов при аварийном отключении какой-либо фазы и аварии в другой точке линии. Вероятность таких совпадений увеличивается с возрастанием длины линии и количества цепей. Из этих соображений нами рассматриваются следующие схемы неполнофазных режимов, как наиболее вероятных в практике эксплуатации длинных линий: 1) разрыв фазы на одном участке, 2) разрыв разноименных фаз на одном участке, 3) разрыв двух разноименных фаз на разных участках.

Длительная работа данной линии электропередачи в таких режимах связана с рядом особенностей и отрицательных последствий, которые могут ограничить их применение. Поэтому при решении вопросов об оборудовании линии пофазным управлением следует в каждом конкретном случае доказать не только целесообразность этого, но и возможность длительной работы линий в несимметричном режиме, которые, безусловно, возникнут при эксплуатации такой линии.

Как было установлено ранее, применять общую методику анализа для любого случая несимметрии невыгодно из-за трудоемкости расчетов [2].

Применение общей методики может быть уместно только при расчетах несимметричных режимов в несимметрично выполненной цепи. Поэтому многие авторы, анализирующие несимметричные режимы и схемы, используют метод симметричных составляющих, но стремятся найти такие расчетные приемы, которые бы облегчали производство расчетов для рассматриваемых конкретных условий.

Обычно такими приемами расчет действительной схемы несимметричного режима удается свести к расчету симметричной схемы, но с различными э. д. с., действующими в фазах, или к расчету симметричной схемы с некоторыми дополнительными параметрами по месту несимметрии. Этим значительно облегчается расчет, так как можно пользоваться принципом независимости действия симметричных составляющих.

Таким приемом, который может значительно облегчить производство расчетов неполнофазных режимов длинных линий, является использование теории матрично-векторных параметров электрических схем. При этом все элементы электрической системы в схемах замещения каждой последовательности замещаются матричными параметрами, если они были пассивные, или матрично-векторными параметрами, если элементы активные.

Так как отключение фазы или разных фаз линий произойдет не по всей длине, а на отдаленных участках длиной не свыше 250 *км*,

которые можно представить сосредоточенными параметрами, то действие отключения по концам участка можно учитывать разрывом фазы в одном месте.

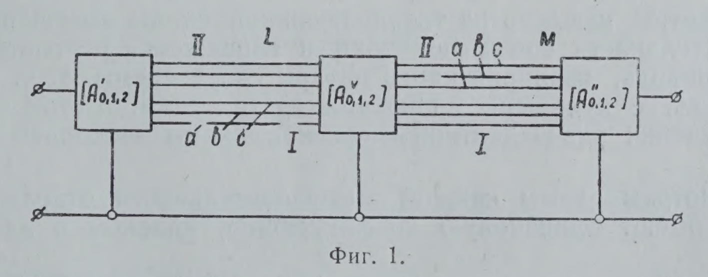
Предлагаемый метод расчета состоит в следующем.

Схема замещения элементов системы представляется в виде трехполюсников, соединенных между собой в соответствии с действительными условиями. В качестве входных зажимов для схемы каждой последовательности принимается место разрыва для того участка, где особенная фаза совпадает с расчетной, а в качестве вторичных — место разрыва, где особенная фаза отличается от расчетной. Затем схемы каждой последовательности связываются между собой в соответствии с уравнениями граничных условий для данного вида повреждения. Связь для участка разрыва, где особенная фаза совпадает с расчетной, должна быть электрической, а для того участка, где особенная и расчетная фазы не совпадают — электромагнитной, выполненной через идеальные трансформаторы. Связь схем отдельных последовательностей через идеальные трансформаторы с комплексными коэффициентами трансформации соответствует преобразованиям особенной фазы в расчетную для тех мест несимметрии, где эти фазы не совпадают.

Преобразуя схемы каждой последовательности к результирующей и используя граничные условия, находятся параметры эквивалентного трехполюсника, составленного из схем обратной и нулевой последовательностей, которые учитывают действие несимметрии в схеме прямой последовательности. В случае связанной схемы и при двукратных разрывах результирующие схемы каждой последовательности сводятся к полным четырехполюсникам, к которым обычные уравнения, связывающие токи и напряжения концевых зажимов через параметры схем, применить нельзя.

Для преодоления этого расчетного затруднения при определении эквивалентного трехполюсника осуществляется переход от полной матрицы активных и пассивных элементов к упрощенной. Подставив найденное значение эквивалентного трехполюсника по месту несимметрии в схему прямой последовательности, окажется возможным рассчитать неполнофазный режим.

Рассмотрим применение данного метода к длинной компенсированной двухцепной линии электропередачи напряжением 400 *кв*, связывающей удаленную станцию и приемную систему и разделенную переключательными постами на 4 равных по длине участка (фиг. 1).



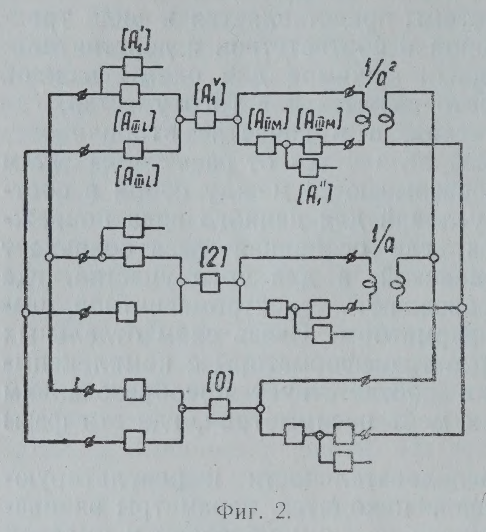
Фиг. 1.

Предположим, что при отключении фазы a на участке L произошло также отключение фазы $в$ на участке M. Влиянием заземления при отключении проводов пренебрегаем.

Переключательные посты позволяют осуществлять пофазное управление участками линии, длина которых не более 250 *км*. В нормальном режиме по каждой цепи передается мощность, равная натураль-

ной, что позволяет определить э. д. с. эквивалентных генераторов передающей станции и приемной системы.

В соответствии с изложенным выше элементы передачи в схеме каждой последовательности заменяем трехполюсниками.



Фиг. 2.

В качестве конечных зажимов трехполюсников для схем различных последовательностей принимаем места разрывов, тогда схемы на участке L, где особенная и расчетная фазы совпадают, связываются электрически в соответствии с соотношением граничных условий для этого участка

$$\dot{I}_{AL_1} + \dot{I}_{AL_2} + \dot{I}_{AL_0} = 0.$$

Для участка M связь осуществляется по своим соотношениям граничных условий через идеальные трансформаторы с комплексным коэффициентом трансформации таким образом, чтобы ток в связывающей части равнялся току в поврежденной фазе

$$\dot{I}_{BM_1} + \dot{I}_{BM_2} + \dot{I}_{BM_0} = 0$$

или в координатах расчетной фазы A

$$a^2 \dot{I}_{AM_1} + a \dot{I}_{AM_2} + \dot{I}_{AM_0} = 0,$$

$[\bar{A}_{IL}]$; $[\bar{A}_{IIL}]$ — матрицы линий на участке L схемы соответствующей последовательности,

$[\bar{A}^V]$ — матрица пассивных элементов между участками обрыва,

$[\bar{A}']$; $[\bar{A}'']$ — матрицы активных элементов передачи в схеме прямой последовательности; в схемах обратной и нулевой последовательностей они представляют пассивные элементы.

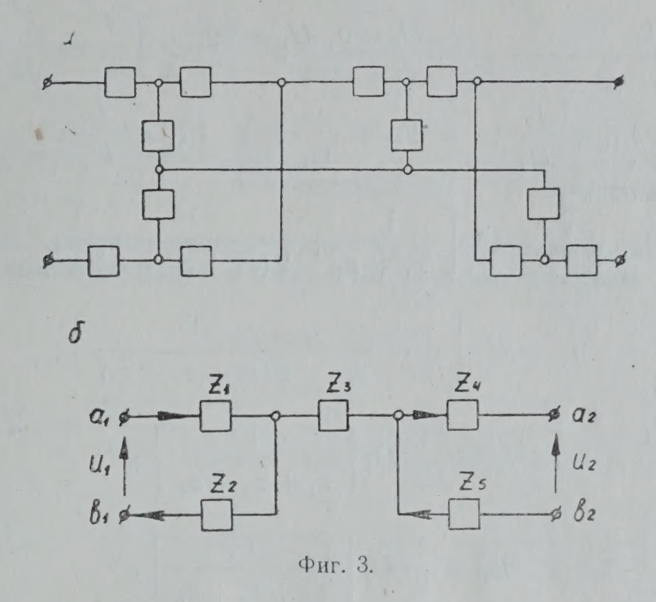
Параметры каждого из трехполюсников схемы замещения любой последовательности связывают токи и напряжения относительно нулевого провода, изолированного внутри своей схемы, т. е. не имеющего связей с нулевыми проводами других схем. В этом случае задача получения эквивалентной пассивной схемы несколько усложняется.

Рассмотрим схемы каждой последовательности отдельно, а, так как они имеют одинаковую конфигурацию, индексы в дальнейшем опустим.

После сложений трехполюсников $[\bar{A}']$ с $[\bar{A}_{IIL}]$, а также $[\bar{A}_{IM}]$, $[\bar{A}_{IIM}]$ и $[\bar{A}'']$ и преобразований, получившихся трехполюсников в эквивалентные Т-образные схемы, получим для каждой последовательности схему замещения, представленную на фиг. 3, a.

Сворачивая ее до результирующей относительно входных и выходных зажимов и преобразуя параметры, получим схему на фиг. 3, б.

Как показали в своих работах Р. А. Воронов и Г. Е. Пухов [3, 4], обычные уравнения трехполюсника не могут определять электрического состояния таких схем, у которых нарушено равенство токов в ветвях входных и выходных зажимов или, что то же самое, если одна из сторон не будет сверхпроводящей.



Фиг. 3.

Так как схема фиг. 3, *б* не удовлетворяет условиям, при которых можно применить упрощенные формулы четырехполюсника, воспользуемся соотношениями для четырехполюсника в их полном виде в форме Y.

Для принятых положительных направлениях тока и напряжения, представленных на фиг. 3, *б*, будем иметь:

$$\dot{I}_1 = \overline{Y}_{11}\dot{U}_1 - \overline{Y}_{12}\dot{U}_2 + \overline{Y}_{1x}\dot{U}_x,$$

$$\dot{I}_2 = \overline{Y}_{21}\dot{U}_1 - \overline{Y}_{22}\dot{U}_2 + \overline{Y}_{2x}\dot{U}_x,$$

$$\dot{I}_x = \overline{Y}_{x_1}\dot{U}_1 - \overline{Y}_{x_2}\dot{U}_2 + \overline{Y}_{xx}\dot{U}_x,$$

$$\text{где } \dot{I}_1 = \frac{1}{2}(\dot{I}_{a_1} + \dot{I}_{b_1}),$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{2}(\dot{I}_{a_2} + \dot{I}_{b_2}),$$

$$\dot{I}_x = \dot{I}_{a_1} - \dot{I}_{b_1} = \dot{I}_{a_2} - \dot{I}_{b_2}$$

или в матричной форме

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_x \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{Y}_{11} & \overline{Y}_{12} & \overline{Y}_{1x} \\ \overline{Y}_{21} & \overline{Y}_{22} & \overline{Y}_{2x} \\ \overline{Y}_{x_1} & \overline{Y}_{x_2} & \overline{Y}_{xx} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{U}_1 \\ -\dot{U}_2 \\ \dot{U}_x \end{bmatrix}. \qquad (1)$$

Определение отдельных составляющих матрицы проводимости производится из уравнений (1) для разных случаев коротких замыканий схемы фиг. 3, *б* [3].

Так, замыкая зажимы a_2 и $в_2$ и присоединяя их к средней точке между зажимами a_1 и $в_1$, будем иметь:

$$U_2 = 0, \; U_x = 0;$$

при этом

$$\bar{Y}_{11} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}; \qquad \bar{Y}_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1}; \qquad \bar{Y}_{x1} = \frac{\dot{I}_x}{\dot{U}_1}; \tag{2}$$

$$\dot{I}_{a_1} = \dot{U}_1 \left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{1}{2(\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4)} \right];$$

$$\dot{I}_{в_1} = \dot{U}_1 \left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{1}{2(\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5)} \right];$$

$$\dot{I}_{a_2} = \frac{1}{2} \dot{U}_1 \left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4} \right];$$

$$\dot{I}_{в_2} = \frac{1}{2} \dot{U}_1 \left[\frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} \right].$$

$$\dot{I}_1 = \frac{1}{2} \dot{U}_1 \left[\frac{2}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{1}{2(\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4)} + \frac{1}{2(\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5)} \right].$$

$$\dot{I}_2 = \frac{1}{4} \dot{U}_1 \left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} + \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} \right].$$

$$\dot{I}_x = \frac{1}{2} \dot{U}_1 \left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4} - \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} \right].$$

Подставляя $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, и $\dot{I}_x$ в уравнения (2), находим

$$\bar{Y}_{11} = \frac{1}{2} \left[\frac{2}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{1}{2(\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4)} + \frac{1}{2(\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5)} \right],$$

$$\bar{Y}_{21} = \frac{1}{4} \left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4} + \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} \right].$$

$$\bar{Y}_{x1} = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4} - \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} \right].$$

Из опыта обратного короткого замыкания будем иметь:

$$U_1 = 0, \; U_x = 0.$$

Тогда

$$\bar{Y}_{12} = -\frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} = \frac{1}{4}\left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4} + \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5}\right],$$

$$\bar{Y}_{22} = -\frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} = \frac{1}{2}\left[\frac{2}{\bar{z}_4 + \bar{z}_5} + \frac{1}{2(\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4)} + \frac{1}{2(\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5)}\right],$$

$$Y_{2x} = -\frac{\dot{I}_x}{\dot{U}_2} = -\frac{1}{2}\left[\frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} - \frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4}\right].$$

Полагая, наконец, напряжения U_1 и U_2 равными нулю, то есть порознь замыкая входные и выходные зажимы, получим

$$U_1 = 0, \ U_2 = 0.$$

Тогда

$$\bar{Y}_{1x} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_x} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} - \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5}\right],$$

$$\bar{Y}_{2x} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_x} = \frac{1}{2}\left[\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} - \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5}\right],$$

$$\bar{Y}_{xx} = \frac{\dot{I}_x}{\dot{U}_x} = \frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4} + \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5}.$$

Обозначим

$$\frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_3 + \bar{z}_4} = \bar{\nu}, \quad \frac{1}{\bar{z}_2 + \bar{z}_3 + \bar{z}_5} = \bar{\mu}.$$

Полная матрица проводимости четырехполюсника запишется так:

$$[\bar{Y}] = \begin{vmatrix} \frac{1}{2}\left(\frac{2}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{1}{2}\bar{\nu} + \frac{1}{2}\bar{\mu}\right); & \frac{1}{4}(\bar{\nu} + \bar{\mu}); & \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}) \\ \frac{1}{4}(\bar{\nu} + \bar{\mu}); & \frac{1}{2}\left(\frac{2}{\bar{z}_4 + \bar{z}_5} + \frac{1}{2}\bar{\nu} + \frac{1}{2}\bar{\mu}\right); & \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}) \\ \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}); & \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}); & \bar{\nu} + \bar{\mu} \end{vmatrix}.$$

Определив полную матрицу проводимости, можно по уравнениям (1) перейти к упрощенной матрице проводимости, действительной при отсутствии продольного уравнительного тока I_x.

Для этого необходимо создать сверхпроводящую сторону, замкнув накоротко зажимы b_1 и b_2 схемы фиг. 3, *б*. Так как сделать непосредственно это нельзя, то между зажимами b_1 и b_2 вставим добавочное сопротивление $\bar{z}$, найдем для него полную матрицу проводимостей и сложим ее с матрицей четырехполюсника. Затем по уравнениям (1) определим параметры упрощенной матрицы для ре-

зультирующей при $I_x = 0$ и придадим $\bar{z}$ значение, равное нулю. Полную матрицу проводимости $\left[\frac{1}{\bar{z}}\right]$ найдем аналогично предыдущей:

$$\left[\frac{1}{\bar{z}}\right] = \begin{vmatrix} \frac{1}{4\bar{z}}; & \frac{1}{4\bar{z}}; & -\frac{1}{2\bar{z}} \\ \frac{1}{4\bar{z}}; & \frac{1}{4\bar{z}}; & -\frac{1}{2\bar{z}} \\ -\frac{1}{2\bar{z}}; & -\frac{1}{2\bar{z}}; & \frac{1}{\bar{z}} \end{vmatrix}.$$

Сложим матрицу добавочного сопротивления с матрицей проводимости четырехполюсника и получим общую матрицу продольной проводимости

$$[\bar{Y}] + \left[\frac{1}{\bar{z}}\right] = \begin{vmatrix} \frac{1}{2}\left(\frac{2}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{1}{2}\bar{\nu} + \frac{1}{2}\bar{\mu}\right) + \frac{1}{4\bar{z}}; & \frac{1}{4}(\bar{\nu} + \bar{\mu}) + \frac{1}{4\bar{z}}; & \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}) \\ \frac{1}{4}(\bar{\nu} + \bar{\mu}) + \frac{1}{4\bar{z}}; & \frac{1}{2}\left(\frac{1}{\bar{z}_4 + \bar{z}_5} + \frac{1}{2}\bar{\nu} + \frac{1}{2}\bar{\mu}\right) + \frac{1}{4\bar{z}}; & \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}) \\ \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}) - \frac{1}{2\bar{z}}; & \frac{1}{2}(\bar{\nu} - \bar{\mu}) - \frac{1}{2\bar{z}}; & \bar{\nu} + \bar{\mu} + \frac{1}{\bar{z}} \end{vmatrix}.$$

Упрощенную матрицу проводимости из общей можно получить из формул, положив $I_x = 0$ и подставив найденное значение U_x в два других уравнения.

Тогда будем иметь:

$$\bar{Y}_{11}^1 = \bar{Y}_{11} - \frac{\bar{Y}_{1x}^2}{\bar{Y}_{xx}}; \quad \bar{Y}_{12}^1 = \bar{Y}_{12} - \frac{\bar{Y}_{2x}\,\bar{Y}_{1x}}{\bar{Y}_{xx}}; \quad \bar{Y}_{22}^1 = \bar{Y}_{22} - \frac{\bar{Y}_{2x}^2}{\bar{Y}_{xx}}.$$

Подставляя значения проводимостей общей матрицы, получим после преобразований и раскрытия неопределенности по правилу Лопиталя при $z \to 0$ значения членов упрощенной матрицы

$$[\bar{Y}^1] = \begin{vmatrix} \frac{1}{\bar{z}_1 + \bar{z}_2} + \frac{1}{2}\bar{\mu}; & \frac{\bar{\nu}\bar{\mu}}{\bar{\nu} + \bar{\mu}} \\ \frac{\bar{\nu}\bar{\mu}}{\bar{\nu} + \bar{\mu}}; & \frac{1}{\bar{z}_4 + \bar{z}_5} + \frac{1}{2}\bar{\mu} \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11}^1; & Y_{12}^1 \\ Y_{21}^1; & Y_{22}^1 \end{bmatrix}.$$

По известным формулам перейдем от формы $[\overline{Y}]$ к матрице формы [A]

$$[\overline{A}^1] = \begin{bmatrix} -\dfrac{\overline{Y}^1_{22}}{\overline{Y}^1_{21}}; & \dfrac{1}{\overline{Y}^1_{21}} \\ -\dfrac{|\overline{Y}^1|}{\overline{Y}^1_{21}}; & \dfrac{\overline{Y}^1_{11}}{\overline{Y}^1_{21}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{A}^1; & \overline{B}^1 \\ \overline{C}^1; & \overline{D}^1 \end{bmatrix}.$$

Такие преобразования следует проделать со схемами обратной и нулевой последовательностей, после чего можно найти матрицу $[\overline{A}]$ эквивалентного пассивного трехполюсника

$$[\overline{A}] = \begin{bmatrix} \dfrac{\overline{A}_2\overline{B}_0 + \overline{B}_2\overline{A}_0}{\overline{B}_2 + a\overline{B}_0}; & \dfrac{\overline{B}_0\overline{B}_2}{\overline{B}_2 + a\overline{B}_0} \\ a^2\overline{C}_2 + C_0 + \dfrac{(\overline{A}_2 - a\overline{A}_0)(a\overline{D}_0 - \overline{D}_2)}{\overline{B}_2 + a\overline{B}_0}; & \dfrac{\overline{B}_2\overline{D}_0 + \overline{B}_0 D_2}{\overline{B}_2 + a\overline{B}_0} \end{bmatrix}.$$

Аналогичным образом параметры эквивалентного трехполюсника, учитывающего влияние разрыва, могут быть найдены и для других случаев неполнофазных режимов. Не приводя выкладок по определению параметров матриц $[\overline{A}]$, результаты запишем в таблицу 1.

Таблица 1

Вид повреждения / Значение парам. $[A_э]$	Разрыв фазы в одном месте	Разрыв двух фаз на одном участке	Разрыв двух фаз на разных участках
$\overline{A}$	1	1	$\dfrac{\overline{A}_2\overline{B}_0 + \overline{A}_0\overline{B}_2}{B_2 + a\,B_0}$
$\overline{B}$	$\dfrac{\overline{B}_2\overline{B}_0}{\overline{B}_2 + \overline{B}_0}$	$\overline{B}_2 + \overline{B}_0$	$\dfrac{B_0\overline{B}_2}{B_2 + a\,B_0}$
$\overline{C}$	0	0	$a^2\overline{C}_2 + a\overline{C}_0 + \dfrac{(A_2 - a\,A_0)(a\,Д_0 - \overline{Д}_2)}{\overline{B}_2 + a\,\overline{B}_0}$
$\overline{Д}$	1	1	$\dfrac{B_2\overline{Д}_0 + Д_2 B_0}{B_2 + a\,\overline{B}_0}$

Расчеты схем неполнофазных режимов, произведенные для параметров электропередачи Куйбышев—Москва, показали [5], что при работе по блочной схеме отключение фазы на одном участке приводит к несимметрии токов в фазах генератора, равной 65 %, и несимметрии напряжений на шинах приемной системы — 1,0 %. Работа установки в таком режиме без применения специальных мероприятий по снижению несимметрии является недопустимой.

При работе по связанной схеме подсчеты показали, что при отключении фазы на одном из участков получается несимметрия токов в фазах генератора не более 8 % при несимметрии напряжений,

равной 1 %, а при обрыве двух разноименных фаз на разных участках несимметрия токов составит 14 % при несимметрии напряжений на шинах приемной системы, равной 2 %. Работа генераторов в таких режимах может быть допустима. Расчеты неполнофазных режимов выполнялись со значениями э. д. с. у эквивалентного генератора передающей станции и приемной системы, а также углом сдвига между векторами этих э. д. с., равными соответствующим величинам нормального симметричного режима.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вопрос устойчивости шведских линий электропередач. ж. „Новости зарубежной техники", 1956.
2. Гершенгорн А. И., Мельников Н. А. Расчет несимметрии в электрической системе при увеличенной длине цикла транспозиции на длинных линиях. „Труды Всесоюзного заочного энергетического института", Госэнергоиздат, 1954.
3. Воронов Р. А. Общая теория четырехполюсников и многополюсников. Госэнергоиздат, 1951.
4. Пухов. Г. Е. Основы новой теории четырехполюсника. „Научные записки ЛПИ," Львов, 1949.
5. Борисов Р. И. Установившиеся несимметричные режимы при неполнофазной работе длинных линий электропередач. Кандидатская диссертация. Томск, 1955.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ЗАЗЕМЛЕНИЯ ОТКЛЮЧЕННЫХ ФАЗ НА НЕСИММЕТРИЮ В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

Р. И. БОРИСОВ

(Представлено профессором доктором В. К. Щербаковым)

При оборудовании длинной линии электропередачи высокого напряжения пофазным управлением отключенная фаза может оказаться заземленной, если замыкание на землю, вызвавшее отключение, будет устойчивым. Кроме того, при производстве пофазных ремонтов заземлять отключенный провод необходимо согласно требованиям „Правил техники безопасности" [1]. Наличие заземления приводит к изменению параметров здоровых фаз линии, что усложняет производство расчета несимметричного режима в таких условиях.

При этом оказывается приемлемой общая методика расчетов, предложенная Н. А. Мельниковым [2], для расчетов несимметричных режимов в несимметричной трехфазной электрической цепи, так как фазы линии на поврежденном участке будут иметь различные значения сопротивлений и проводимостей для каждой последовательности. Однако и в этом случае расчет можно свести к расчету симметричной трехфазной цепи, так как источник несиммметрии имеет все же местный характер. Так, если на отключенной фазе производится ремонт под напряжением на других фазах, то отключенный провод по требованиям „Правил техники безопасности" окажется заземленным в нескольких местах, но наложение заземлений свыше одного слабо повлияет на последующие изменения картины поля, а следовательно, и параметров линии, и поэтому с расчетной точки зрения может рассматриваться как однократное заземление. Наличие такого заземления приведет к тому, что потенциал отключенного провода окажется равным нулю. С расчетной точки зрения это можно учесть замыканиями заземленных фаз в схемах замещения разных последовательностей, составленных для обрыва. По местам разрывов отключенных фаз для схемы каждой последовательности следует включить э. д. с., равные соответствующим составляющим напряжения, определяемым без учета заземления [3]. При этом э. д. с. каждой последовательности по местам обрывов будут вызывать протекание токов всех трех последовательностей по месту заземления и в других элементах электрической системы. Однако учитывая граничные условия по местам обрывов и заземлений, можно доказать, что принцип независимости действия симметричных составляющих будет сохраняться и

в этом случае. Всю электрическую цепь, в том числе и участок обрыва, можно рассматривать тогда как симметричную трехфазную систему.

Для учета влияния заземления отключенной фазы линии надо по месту заземления схемы прямой последовательности вставить шунт между расчетной фазой и землей, состоящий из активного и пассивного элементов. При заземлении отключенных проводов, если они оказались на разных участках линии, в схему прямой последовательности следует ввести активный трехполюсник, составленный из схем обратной и нулевой последовательностей.

Параметры эквивалентных трехполюсников, учитывающих влияние заземлений для разных случаев обрывов, приведены в таблице.

Таблица

Вид повреждения / Параметры	Разрыв и замыкание фазы на одном участке	Разрыв и замыкание двух фаз на одном участке	Разрыв и замыкание на разных участках
$\bar{A}$	1	1	$\frac{\bar{A}_2\bar{C}_0+\bar{A}_0\bar{C}_2}{\bar{C}_0+\bar{C}_2}$
$\bar{B}$	0	0	$-\frac{\lvert Z \rvert \bar{C}_2\bar{C}_0}{\bar{C}_2+\bar{C}_0}$
$\bar{C}$	$\frac{\bar{C}_2\bar{C}_0}{\bar{A}_2\bar{C}_0+\bar{A}_0\bar{C}_2}$	$\frac{\bar{A}_2\bar{C}_0+\bar{A}_0\bar{C}_2}{\bar{A}_2\bar{A}_0}$	$\frac{\bar{C}_0\bar{C}_2}{\bar{C}_0+\bar{C}_2}$
$\bar{\text{Д}}$	1	1	$\frac{\bar{\text{Д}}_2\bar{C}_0+\bar{\text{Д}}_0\bar{C}_2}{\bar{C}_2+\bar{C}_0}$
$\bar{E}$	0	0	$\bar{E}_0+\bar{E}_2+\frac{(\bar{A}_0-\bar{A}_2)(\bar{F}_2-\bar{F}_0)}{\bar{C}_2+\bar{C}_0}$
$\bar{F}$	$-\frac{\bar{A}_2\bar{F}_2\bar{C}_0-\bar{C}_2\bar{C}_0(\bar{E}_2+\bar{E}_0)+\bar{A}_0\bar{F}_0\bar{C}_2}{\bar{A}_2\bar{C}_0+\bar{A}_0\bar{C}_2}$	$-\frac{(\bar{E}_2-\bar{F}_2\frac{\bar{A}_2}{\bar{C}_2})\bar{A}_0\bar{C}_2+(\bar{E}_0-\bar{F}_0\frac{\bar{A}_0}{\bar{C}_0})\bar{A}_2\bar{C}_0}{\bar{A}_0\bar{A}_2}$;	$\frac{\bar{F}_2\bar{C}_0+\bar{F}_0\bar{C}_2}{\bar{C}_2+\bar{C}_0}$

Как показали расчеты [3], для электропередачи типа Куйбышев—Москва заземление провода отключенной фазы является благоприятным фактором в блочной схеме, так как это приводит к уменьшению несимметрии по току примерно вдвое, но и при этом коэффициенты несимметрии в расчетной сети выходили за пределы, которые можно принять за допустимые.

Такое влияние заземления объясняется увеличением проводимости в схеме нулевой последовательности, что в свою очередь приводит к усилению влияния неполнофазного режима на провода близлежащих линий связи, а последнее является нежелательным.

Влияние заземления отключенной фазы приводит в связанной схеме к некоторому, ощутимому по нагреву генераторов возрастанию коэффициентов несимметрии, и в этом случае учет влияния заземления на несимметрию в электрической системе является обязательным.

Расчеты неполнофазных режимов производились со значениями э. д. с. у эквивалентного генератора передающей станции и приемной системы, а также углом сдвига между векторами этих э. д. с., равными соответствующим величинам нормального симметричного режима.

ЛИТЕРАТУРА

1. Материалы по однофазному уравнению, автоматическому повторному включению (ОАПВ) и ремонту высоковольтных линий электропередач. Госэнергоиздат, 1946.

2. Мельников Н. А. Метод расчета сложных несимметричных многофазных электрических систем. Труды ВЗЭИ. Выпуск 3. Госэнергоиздат, 1954.

3. Борисов Р. И. Кандидатская диссертация. Установившиеся несимметричные режимы при неполнофазной работе длинных линий электропередач. Томск, 1955.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

ВЫБОР ПРОВОДОВ ОДИНАКОВОГО СЕЧЕНИЯ ПО ЭКОНОМИЧЕСКОЙ ПЛОТНОСТИ ТОКА ДЛЯ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧ С РАСПРЕДЕЛЕННОЙ НАГРУЗКОЙ

Р. И. БОРИСОВ

(Представлено проф. докт. техн. наук И. Д. Кутявиным)

Создание межсистемных электрических связей по обмену мощностей между системами, видимо, в ряде случаев будет происходить одновременно с электрофикацией железных дорог от этих же линий.

В этих условиях линии передачи смогут выполнять двоякую роль, что в значительной степени будет увеличивать эффективность их использования в народном хозяйстве страны.

Режимы работы таких передач будут характеризоваться высоким числом часов использования максимальной мощности и значительными нагрузками, а следовательно, выбор сечений проводов для таких линий следует производить по экономической плотности тока. Нагрузочные режимы потребителей в промежуточных пунктах таких линий примерно одинаковы, поэтому число часов использования максимума будет одной и той же величиной и выбор сечения проводов нужно вести по постоянной плотности тока. Линия, рассчитанная по постоянной плотности тока, будет иметь сечения, различные по участкам, и обеспечивать наименьшие эксплуатационные расходы с учетом значений расчетных нагрузок и конъюнктурных соображений на цветные металлы.

Такой метод выбора проводов применяется и для линий основной сети, питающих распределенную промышленно-бытовую нагрузку. Однако соображения, вытекающие из условий конструктивного выполнения сети и удобств эксплуатации, заставляют стремиться к выполнению линий проводом одного сечения. При этом значительно облегчаются условия монтажа и эксплуатации сетей и удешевляются эти работы.

Фиг. 1.

Для определения одного сечения проводов по линии с распределенной нагрузкой рассмотрим схему на фиг. 1.

В общем виде суммарные ежегодные издержки по линии, зависящие от сечения проводов, выражаются уравнением

$$\Sigma U = a_* \sum_1^n K_k + \beta \sum_1^n \Delta A_k,$$

где K_k—стоимость отдельных участков сети;

a_*—относительная величина отчислений на амортизацию и текущие расходы по сети;

β—стоимость 1 *квтч* потерянной энергии;

ΔA_k—потери энергии по участкам.

При выполнении линии проводом одного сечения ежегодные расходы будут составлять:

$$U = a_* K_л + 3r_0 \tau \beta \sum_1^n I_k^2 l_k,$$

где $K_л$—стоимость всей линии, выполненной проводом искомого сечения;

I_k—токи по участкам;

l_k—длины участков.

Так как сеть, рассчитанная по постоянной плотности тока, и сеть с одним сечением провода вдоль всей ее длины должны иметь одинаковые ежегодные расходы, приравняем правые части этих уравнений

$$a_* \sum_1^n K_k + \beta \sum_1^n \Delta A_k = a_* K_л + 3r_0 \tau \beta \sum_1^n I_k^2 l_k.$$

Решение этого уравнения предлагается делать подбором. Окончательный выбор вариантов сети с одним сечением производится путем технико-экономических расчетов по сроку окупаемости единовременных затрат.

Пример

Выбрать провода одного сечения для линии на фиг. 1. Напряжение в точке питания *А*—110 *кв*. Расчетные мощности нагрузки в *мвт* и длины участков в *км* даны на схеме. Число часов использования максимума для всех нагрузок принято 4500 ч. Число часов потерь $\tau = 2700$ ч. Стоимость потерянной энергии $\beta = 0{,}1$ *руб/квтч*.

Расчет сечений, произведенный по постоянной плотности тока $j = 1{,}0$ *А/мм²*, при средненоминальном напряжении сети позволил выбрать провода следующих марок.

На участке *А*—2 *АС*—300 *мм²* $r_0 = 0{,}105$ *ом/км*. Стоимость 160 *тыс. руб/км*.

На участке *аб* — 2 *АС* — 240 *мм²* $r_0 = 0{,}131$ *ом/км*. Стоимость 135 *тыс. руб/км*.

На участке *бв* — *АС*—300 *мм²* $r_0 = 0{,}105$ *ом/км*. Стоимость 85 *тыс. руб/км*.

На участке *вд* — *АС* — 120 *мм²* $r_0 = 0{,}27$ *ом/км*. Стоимость 60 *тыс. руб./км*

Ежегодные амортизационные и текущие расходы:

$$a_* \sum_1^4 K_k = 0{,}04(160 \times 60 + 135 \times 50 + 85 \times 50 + 60 \times 40) = 0{,}92 \times 10^3 \text{тыс/руб.}$$

Ежегодная стоимость потерь энергии по участкам:

$$\beta \sum_1^4 \Delta A = 3\ (I_1^2 R_1 + I_2^2 R_2 + I_3^2 R_3 + I_4^2 R_4) \tau \beta =$$

$$=3(0{,}63^2\times3{,}15+0{,}45^2\times3{,}27+0{,}3^2\times5{,}25+0{,}116^2\times$$

$$\times10{,}8)\times2700\times0{,}1\times10^3=2{,}05\times10^3 \text{ тыс. руб.}$$

Суммарные годовые расходы

$$\Sigma U=(0{,}92+2{,}05)\ 10^3=2{,}97\times10^3 \text{ тыс. руб.}$$

Результаты расчетов при выполнении всей линии проводами 2*АС*—300, 2*АС*—240 и 2*АС*—185 сведены в таблице.

Таблица

Марка проводов	$a_* K_л$, млн. руб.	$3\tau\beta r_0 \sum_1^4 I_k^2 l_k$, млн. руб.	U, млн. руб.
2 АС—300	1,28	1,66	2,94
2 АС—240	1,08	2,06	3,14
2 АС—125	0,96	3,64	3,64

Сравнивая варианты 2 АС—300 и 2 АС—240 по сроку окупаемости, который оказывается равным 12,5 лет для первого варианта, приходим к заключению, что следует выполнить линию двухцепной с проводами марки АС—240 *мм*².

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

ОБ УЛУЧШЕНИИ ВЕНТИЛЯЦИИ ВЗРЫВОБЕЗОПАСНЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ СЕРИИ «КУЗБАСС»

Г. А. СИПАЙЛОВ, К. К. СОНЧИК, Ф. А. СЕРДЮК, Д. И. САННИКОВ

(Представлено научно-методическим семинаром электромеханического факультета)

Введение

Совершенствование вентиляции электрических машин является одной из основных задач современного электромашиностроения. За последние 30 лет в этом направлении были проведены значительные теоретические и экспериментальные исследования, благодаря которым улучшилось конструктивное исполнение машин и использование активных материалов.

Наряду с совершенствованием конструктивных форм воздухопроводов за рассматриваемый период значительно расширился диапазон мощностей и скоростей вращения, охватываемых закрытыми обдуваемыми электродвигателями.

Однако благодаря чрезвычайному многообразию и сложности форм воздухопроводов точный расчет вентиляционной системы представляет большие трудности. Стремление упростить вентиляционные и тепловые расчеты приводит к ряду допущений и приближений, которые, хотя и облегчают расчет, однако, часто приводят к значительным ошибкам.

Настоящая статья является результатом работы, выполненной для Кемеровского электромеханического завода. В ней рассматриваются вопросы снижения перегрева обмотки статора взрывобезопасных обдуваемых электродвигателей серии „Кузбасс" на 3000 об/мин с конкретизацией некоторых положений вентиляционных и тепловых расчетов применительно к двигателям серии так, чтобы эти расчеты не были слишком громоздкими и отличались достаточной точностью.

Принимаемые допущения обосновываются в ходе расчета.

Вентиляционный расчет

Количество воздуха, необходимое для охлаждения машины, может быть подсчитано по известной формуле

$$Q = \frac{\Sigma P}{C_в \left(t_{гор} - t_{хол}\right)}. \qquad (1)$$

В литературе имеются указания, что разность ($t_{гор}$—$t_{хол}$) для закрытых двигателей, имеющих ребристый корпус, колеблется в пределах 15—23°С. Так как корпуса электродвигателей серии „Кузбасс" не имеют ребер, то для них, на основании проведенных нами опытов можно принимать ($t_{гор}$—$t_{хол}$)=3—8°С.

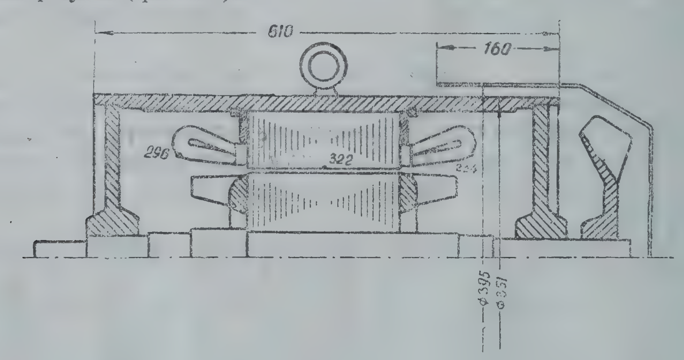
При проектировании воздухопровода нужно стремиться к тому, чтобы давление, создаваемое вентилятором, было использовано главным образом на активной части машины, то есть там, где происходит наибольшее выделение тепла. Потери давления в местах, где не производится теплосъема (вход воздуха в машину), должны быть возможно малыми.

Известно, что отвод тепла с нагретой поверхности будет тем эффективнее, чем больше эта поверхность и чем больше скорость движения охлаждающего воздуха.

Мы занимались вопросами увеличения теплосъема только за счет изменения скорости воздуха. Эта задача решалась путем выбора оптимальных размеров кожуха и вентилятора.

Вентиляционные расчеты серийных электродвигателей показали, что преобладающую часть общего аэродинамического сопротивления воздухопровода составляет сопротивление выхода воздуха в атмосферу. Вентиляционный расчет позволил также определить скорость воздуха при выходе его из-под кожуха. Однако она не может служить исходной для выполнения теплового расчета, так как скорость воздуха по длине машины сильно уменьшается по мере удаления от выходного отверстия кожуха. С наибольшей скоростью обдувается только часть корпуса, расположенная под кожухом, тогда как остальная часть корпуса, в том числе и наиболее теплотворная его зона, в месте соприкосновения со спинкой статора обдувается со значительно уменьшенной скоростью.

У существующих обдуваемых двигателей серии „Кузбасс" на 3000 об/мин кожух покрывает лишь небольшую часть поверхности по длине корпуса (фиг. 1).



Фиг. 1. Схема расположения вентилятора и серийного кожуха на электродвигателе КО—22—2.

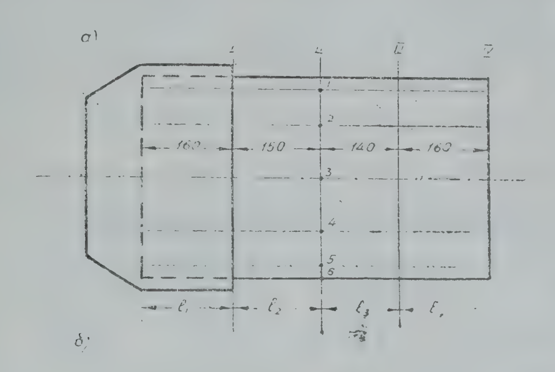
Для аналитического определения перегрева корпуса над температурой охлаждающего воздуха нужно или разделить корпус на отдельные небольшие участки с различными, соответствующими каждому из участков скоростями воздуха, или определить среднюю для всей поверхности скорость.

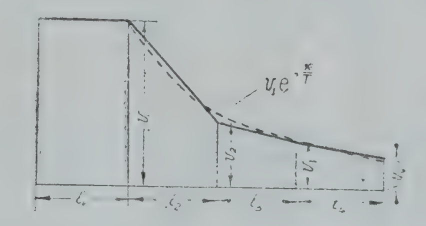
Естественно, что тепловой расчет с использованием средней скорости воздуха является менее трудоемким. Для ее определения производились измерения скоростей воздуха вдоль корпуса и по его окружности в нескольких точках (фиг. 2, *а*; 3).

На основании опытных данных была установлена картина распределения скорости воздуха по длине машины (рис. 2 *б*, ломаная линия), откуда средняя скорость

$$v_{cp} = \frac{l_1 v_1 + 0{,}5\, l_2 (v_1 + v_2) + \cdots + 0{,}5\, l_n (l_{n-1} + l_n)}{l_1 + l_2 + \cdots + l_n}. \tag{2}$$

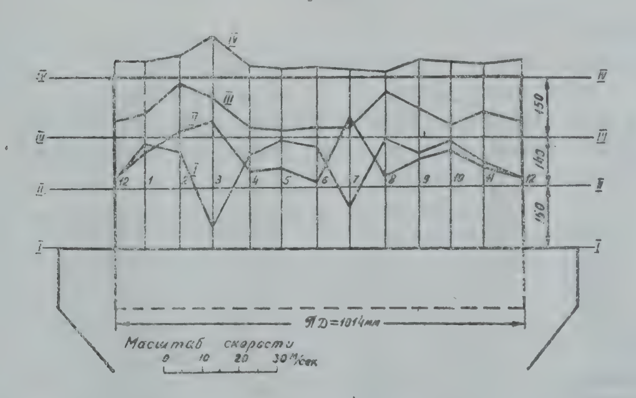
Анализ опытных данных показал, что ломаную линию с достаточной степенью точности можно заменить экспонентой (рис. 2,*б*, пунк-





Фиг. 2. *а*) Схема расположения сечений на электродвигателе КО –22—2 с серийным кожухом.

б) Картина распределения скоростей по длине электродвигателя КО—22—2 с серийным кожухом.



Фиг. 3. Картина распределения скоростей по поверхности электродвигателя КО — 22 — 2 с серийным кожухом.

тирная линия) и тогда скорость воздуха в любом сечении корпуса, не покрытого кожухом, будет равна $v \cdot e^{\frac{-x}{T}}$.

На основании изложенного, для определения средней скорости воздуха можно предложить следующую эмпирическую формулу

$$v_{cp} = \frac{l_a \cdot v + v \int_0^{l_в} e^{\frac{-x}{T}} dx}{l_a + l_в}, \qquad (3)$$

где v—скорость воздуха под кожухом в *м/сек*,

l_a—длина части корпуса двигателя, закрытая кожухом, в *см*,

$l_в$—длина части корпуса, свободная от кожуха, в *см*,

T—постоянная убывания скорости, причем для рассматриваемых электродвигателей можно принимать $T = (0{,}35 \div 0{,}4)\, l_c$, $l_c = l_a + l_в$—длина корпуса в *см*.

Итак, для увеличения теплосъема нужно подобрать такую форму воздухопровода, чтобы средняя скорость оказалась наибольшей при условии наименьших затрат мощности, расходуемой на вентиляцию.

Далее вентиляционные испытания показали, что давление воздуха по высоте зазора под кожухом распределяется неравномерно, оно повышается от корпуса к кожуху, поэтому скорость воздуха у поверхности кожуха выше, чем у поверхности корпуса, тогда как для усиления теплосъема необходимо иметь большую скорость воздуха у поверхности корпуса. Уменьшение диаметра кожуха позволяет „прижать“ воздух к корпусу и тем самым увеличить скорость воздуха у поверхности корпуса.

Однако не всякое уменьшение зазора между кожухом и корпусом будет приводить к увеличению теплосъема. Здесь нужно найти оптимальное решение, исходя из двух взаимнопротиворечивых условий: с одной стороны, с уменьшением зазора уменьшается сечение для прохождения воздуха, вследствие чего скорость должна возрасти; с другой стороны, с уменьшением зазора возрастает аэродинамическое сопротивление воздухопровода, из-за чего уменьшается расход воздуха; с уменьшением расхода воздуха скорость должна упасть. В зависимости от того, какой из указанных факторов преобладает, скорость воздуха при изменении диаметра кожуха будет или увеличиваться или уменьшаться.

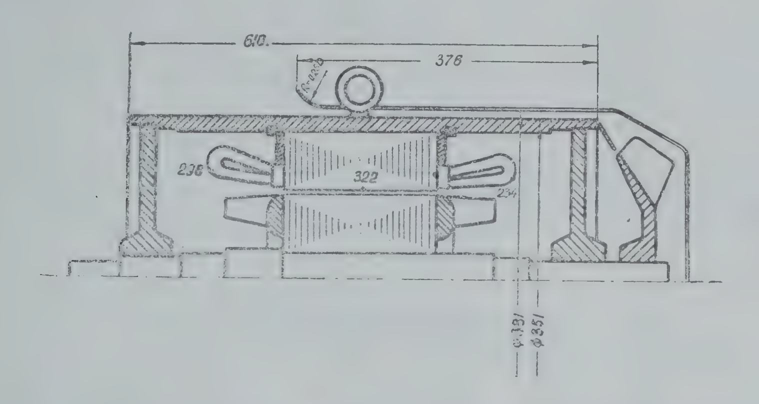
Оптимальная высота зазора между корпусом и кожухом может быть установлена как экспериментальным, так и расчетным путем, причем для различных длин кожуха оптимальная величина зазора будет различной. Однако при коротком кожухе уменьшение зазора не будет эффективным, так как при этом преобладающая часть давления, создаваемого вентилятором, будет расходоваться на выходе и средняя скорость обдува может даже уменьшиться. При длинном кожухе уменьшение зазора ведет к сильному увеличению аэродинамического сопротивления и тем самым к уменьшению расхода воздуха в такой мере, что средняя скорость также может упасть.

Кроме того, как следует из [3] и наших опытных данных (фиг. 3), движение воздуха под кожухом совершается по винтовой линии. При выходе из-под короткого кожуха воздушный поток отрывается от корпуса, вследствие чего лишь небольшая часть прогоняемого вентилятором воздуха участвует в теплосъеме с поверхности, не покрытой кожухом.

При длине кожуха, равной длине машины, при движении воздуха по винтовой линии на его пути встречаются многочисленные преграды в виде лап, выводных коробок, бонок, вследствие чего об-

разуются „воздушные тени", уменьшающие эффективность охлаждения. При средней длине кожуха на пути воздушного потока встречается меньше преград, благодаря чему отмеченные выше факторы сказываются в значительно меньшей степени.

Для выяснения влияния длины и диаметра кожуха на величину средней скорости воздуха по предварительным расчетам были изготовлены и подверглись исследованию короткие, средние и длинные кожухи, причем: короткие—это серийные кожухи, покрывающие по длине примерно четвертую часть длины корпуса (фиг. 1); средние—кожухи, покрывающие корпус до конца пакета стали статора (до выводных коробок, фиг. 4); длинные—кожухи, покрывающие корпус по всей длине.



Фиг. 4. Схема расположения вентилятора и кожуха предлагаемой конструкции на электродвигателе КО—22—2.

Многочисленными экспериментальными данными установлено, что формула для расчета средней скорости, выведенная для короткого кожуха, справедлива и для кожухов других длин.

Изменение длины кожуха в значительной степени влияет на величину средней скорости: при удлинении кожуха увеличивается аэродинамическое сопротивление воздухопровода, что приводит к уменьшению количества воздуха, прогоняемого вентилятором, и тем самым к уменьшению скорости воздуха под кожухом. Однако даже при уменьшенной скорости под удлиненным кожухом средняя скорость воздуха при удлинении кожуха все же возрастает.

Для уменьшения вентиляционных потерь была предложена конструкция кожуха с уменьшенным диаметром и с раструбом на конце (фиг. 4). Достигаемое такой конструкцией плавное увеличение выходного сечения в значительной степени снижает потери скоростного давления при выходе воздуха в атмосферу. При этом раструб должен быть выполнен по лемнискате. Однако практически хорошие результаты получаются при профилировании раструба по дуге окружности, сопряженной с образующей кожуха и имеющей радиус, равный 0,26 от внутреннего диаметра кожуха. Необходимо отметить, что желательное, с точки зрения уменьшения аэродинамического сопротивления выхода воздуха в атмосферу, увеличение раструба было ограничено требованиями к внешнему виду машины и конструктивными соображениями.

При уменьшенном диаметре кожуха с раструбом на конце лучшие результаты в отношении средней скорости воздуха и расхода мощности на вентиляцию были получены при кожухе средней дли-

ны (фиг. 4). Такая конструкция кожуха была принята за оптимальную и предложена заводу.

По давлению H, рассчитанному для оптимального варианта кожуха, были определены размеры вентилятора. Чтобы избежать слишком крутых поворотов воздушной струи, край вентиляторного диска с лопатками выполнялся отогнутым, приблизительно параллельно конической части кожуха.

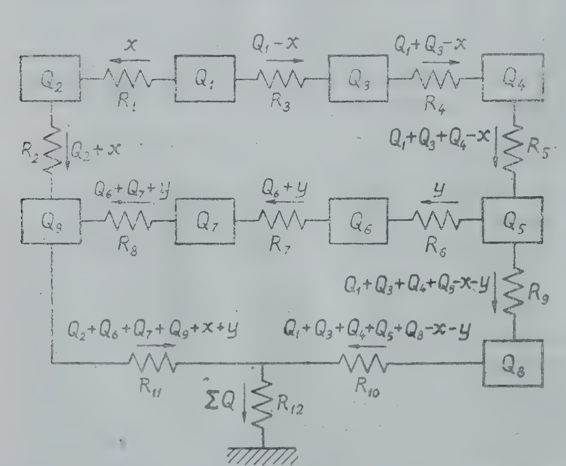
Результаты вентиляционных расчетов, выполненных для электродвигателя КО—22—2 с серийными и предлагаемыми конструкциями кожухов и вентиляторов, даны в табл. 1. Там же для сравнения приведены опытные данные.

Таблица 1

Конструкция кожуха и вентилятора	Q, $м^3/сек$	v, $м/сек$	e_1, $см$	e_2, $см$	T	$v_{ср}$, $м/сек$	
						расчет	опыт
Серийная	0,575	22,2	16,0	45,0	22,5	12,9	12,7
Предлагаемая	0,465	30,0	37,6	23,4	22,5	25,7	24,5

Тепловой расчет

Потери, возникающие в обмотках и стали, в виде теплового потока передаются к внешней поверхности машины. На пути теплового потока происходит перепад температуры в частях машины, различных по своим геометрическим размерам и физическим свойствам. Так, например, мы имеем перепад температуры в изоляции обмотки, в зубцах статора, в зазоре между сталью статора и корпусом и, наконец, перепад температуры при выходе теплового потока с наружной поверхности корпуса в окружающую среду.



Фиг. 5. Тепловая схема для электродвигателей серии КО.

В асинхронных двигателях закрытого исполнения имеется два основных пути отвода тепла от внутренних нагретых частей к охлаждающему наружному воздуху:

1) от ротора и статора через сталь статора и прилегающую к статору часть корпуса;

2) от лобовых частей обмотки статора и торцевых поверхностей ротора через воздух внутри машины и остальную часть корпуса.

При выполнении теплового расчета физическая картина распределения тепловых потоков в машине заменена схемой замещения с сосредоточенными параметрами (фиг. 5). При этом для боль-

шего приближения к реальной картине распределения температурных перепадов между отдельными частями машины, кроме перепадов по толщине изоляции и от поверхности к охлаждающему воздуху, учтены перепады по длине меди и алюминия обмоток статора и ротора и перепады вдоль листов активной стали.

Поэтому в принятой нами схеме замещения пазовая и лобовые части обмотки статора, короткозамыкающие кольца и стержни беличьей клетки ротора рассматриваются как отдельные источники тепла.

На схеме (фиг. 5) стрелками указаны вероятные направления тепловых потоков Q, образованных потерями:

Q_1—в зубцах и стержнях ротора,
Q_2—в короткозамыкающих кольцах ротора,
Q_3— на поверхности ротора,
Q_4—на поверхности зубцов статора,
Q_5—в зубцах статора,
Q_6—в пазовой части обмотки статора,
Q_7—в лобовых частях обмотки статора,
Q_8—в ярме статора,
Q_9—во внутренней вентиляционной системе.

Предполагается, что потери в зубцах и ярме статора сосредоточены в среднем сечении по высоте зубцов и ярма.

Соответственно тепловые сопротивления:

R_1—стержней ротора по длине,
R_2—от колец и лопаток ротора к внутреннему воздуху,
R_3—зубцов и пазов ротора при радиальном направлении теплового потока,
R_4—воздушного зазора,
R_5—до среднего сечения по высоте зубцов статора при радиальном направлении теплового потока,
R_6— изоляции паза статора,
R_7—между пазовой и лобовой частями обмотки статора,
R_8—от лобовых частей обмотки статора к воздуху,
R_9—от среднего сечения по высоте зубцов статора до среднего сечения по высоте ярма статора,
R_{10}—от среднего сечения по высоте ярма статора до наружной поверхности корпуса, включая зазор между спинкой статора и корпусом,
R_{11}—от внутреннего воздуха к корпусу,
R_{12}—от внешней поверхности корпуса в охлаждающий воздух.

Расчет тепловых сопротивлений выполняется по обычной методике [1], при этом предполагается, что из вентиляционного расчета известны необходимые скорости воздуха. Подробный расчет тепловых сопротивлений дан в [3].

Для расчета схемы (фиг. 5) обозначим тепловые потоки в сопротивлениях R_1 и R_6 соответственно через x и y, тогда тепловые потоки в других ветвях можно выразить через эти неизвестные.

В соответствии со схемой замещения составляем систему уравнений, которая после простых преобразований примет вид:

$$\left.\begin{aligned} & x(R_1+R_2+R_3+R_4+R_5)-y(R_6+R_7+R_8)=Q_1(R_3+R_4+R_5)- \\ & \quad -Q_2R_2+Q_3(R_4+R_5)+Q_4R_5+Q_6(R_7+R_8)+Q_7R_8; \\ & x(R_9+R_{10}+R_{11})+y(R_6+R_7+R_8+R_9+R_{10}+R_{11})= \\ & =(Q_1+Q_3+Q_4+Q_5)(R_9+R_{10})+Q_8R_{10}+Q_6(R_7+R_8)- \\ & \quad -Q_7R_8-(Q_2+Q_6+Q_7+Q_9)R_{11}. \end{aligned}\right\} \quad (4)$$

Определив из (4) x и y, находим перепады температур в отдельных частях машины, которые для удобства сводим в табл. 2.

Таблица 2

№	R_i	Q_i	$\Theta_i = Q_i R_i$
1	R_1	x	$R_1 x$
2	R_2	$Q_2 + x$	$R_2 (Q_2 + x)$

По данным табл. 2 можно определить превышение температур интересующих нас частей машины.

Например, перегрев меди пазовой части обмотки статора над охлаждающим наружным воздухом

$$\Theta_{мп} = \Theta_6 + \Theta_9 + \Theta_{10} + \Theta_{12}. \quad (5)$$

Перегрев меди лобовых частей обмотки статора

$$\Theta_{мл} = \Theta_8 + \Theta_{11} + \Theta_{12}. \quad (6)$$

Перегрев стержней ротора

$$\Theta_{ср} = \Theta_3 + \Theta_4 + \Theta_5 + \Theta_9 + \Theta_{10} + \Theta_{12}. \quad (7)$$

Перегрев алюминиевых колец обмотки ротора

$$\Theta_{кр} = \Theta_2 + \Theta_{11} + \Theta_{12}. \quad (8)$$

Результаты тепловых расчетов для электродвигателя КО—22—2 даны в табл. 3, где для сравнения приведены также опытные данные.

Таблица 3

Конструкция кожуха и вентилятора	Перегрев кожуха, °C		Перегрев обмотки статора, °C		Мощность, расходуемая на вентиляцию, *вт*
	расчет	опыт	расчет	опыт (по сопрот.)	
Существующая	47,9	47	81,3	82	950
Предлагаемая	37,6	36	71	71,6	640

Измерения превышений температуры при установившемся режиме производились с помощью термопар (схема их расположения представлена на фиг. 1), а также по увеличению сопротивления.

Для уменьшения ошибки при определении сопротивления горячей обмотки необходимо производить его измерения по возможности скорее после отключения двигателя от сети. Чтобы исключить ошибку, вносимую экстраполированием в результаты измерения, необходимо первую точку для нескольких тепловых испытаний одного двигателя брать через одинаковый промежуток времени. Например, если при одном испытании первое измерение было сделано через 20 *сек* после отключения двигателя от сети, а при другом—через 40 *сек*, то в обоих случаях нужно начинать отсчет точек при экстраполировании через 40 *сек*. Последние точки также следует выравнивать. Например, если в первом случае последний замер сделан через 250 *сек*, а во втором—через 300 *сек*, то в обоих случаях последнюю точку нужно брать через 250 *сек*. Количество промежуточных точек должно быть по возможности одинаковое.

Выводы

На основании сравнения результатов, полученных для существующей и предложенной конструкций вентиляционной системы, можно сделать следующие выводы.

1. Выбранная конструкция кожуха и вентилятора позволила увеличить среднюю скорость воздуха, обдувающего корпус электродвигателя, почти в два раза, благодаря чему теплоотдача с поверхности сильно возросла и перегревы корпуса и меди обмотки статора снизились примерно на 10°С.

2. Для электродвигателей с серийной конструкцией кожуха и вентилятора средняя скорость воздуха почти в два раза ниже скорости воздуха под кожухом, тогда как для предлагаемой конструкции различие между этими скоростями невелико. Этим достигается более равномерное обдувание корпуса по длине, благодаря чему температура отдельных частей машины по длине ее распределяется более равномерно.

3. Благодаря применению раструба на выходном конце кожуха и сокращению воздушного зазора между корпусом и кожухом уменьшились потери давления при выходе воздуха из-под кожуха и расход воздуха, что позволило снизить мощность, расходуемую на вентиляцию примерно на 35%.

4. Выполненные вентиляционные и тепловые расчеты дали результаты, близко совпадающие с опытными данными.

В заключение следует отметить, что затраты, связанные с конструктивными и технологическими изменениями кожуха и вентилятора, незначительны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев А. Е. Конструкция электрических машин, ГЭИ, 1949.
2. Борисенко А. И., Горожанкин А. И. Результаты исследования вентиляции и охлаждения закрытых электромашин. Сборник трудов лаборатории проблем быстроходных машин и механизмов. АН УССР, вып. 4. 1953,
3. Сипайлов Г. А., Сончик К. К., Сердюк Ф. А. Улучшение вентиляции закрытых обдуваемых электродвигателей серии „Кузбасс". Техотчет ТПИ, 1954.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

ОПЫТНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ СИНХРОННО-РЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Е. В. КОНОНЕНКО

(Представлено научно-методическим семинаром электромеханического факультета)

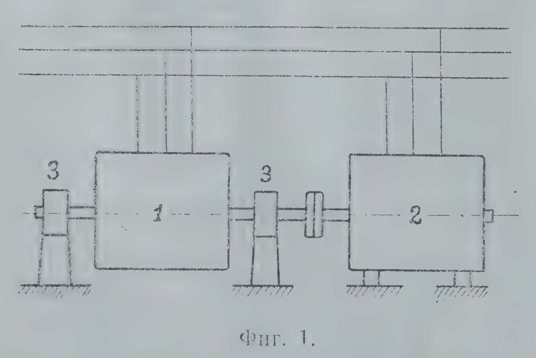
Опытное определение параметров любой электрической машины представляет большое практическое значение. Однако определение параметров синхронно-реактивных двигателей в литературе освещено недостаточно. В настоящей статье описываются способы определения некоторых параметров.

Определение синхронных реактивных сопротивлений x_d и x_q

Определение синхронных реактивных сопротивлений для синхронно-реактивных двигателей, имеющих пусковую короткозамкнутую обмотку на роторе, рекомендуется производить расчетным путем [1].

Обычный метод скольжения [4, 5, 6], рекомендуемый для опытного определения реактивных сопротивлений x_d, x_q, обладает рядом недостатков, кроме того, этот метод пригоден только для машин с разомкнутыми обмотками на роторе. Для машин с короткозамкнутыми пусковыми обмотками метод скольжения дает неудовлетворительные результаты.

При испытании синхронно-реактивных двигателей для определения синхронных реактивных сопротивлений по продольной и поперечной осям x_d, x_q можно рекомендовать следующий метод [7].



Фиг. 1.

Испытуемый синхронно-реактивный двигатель механически соединяется с синхронным двигателем. Обе машины должны иметь одинаковое число пар полюсов. Устанавливаются машины так, чтобы статор одной из этих машин (безразлично какой) можно было бы поворачивать в пространстве не менее чем на 180 электрических градусов. Статорные обмотки присоединяются в сеть так, чтобы магнитные поля обеих машин вращались в одном направлении. На фиг. 1 представлена схе-

ма установки, собранной для определения сопротивлений x_d, x_q. Здесь 1 — испытуемый синхронно-реактивный двигатель, вал которого жестко соединен с валом синхронного двигателя 2. Обе машины имеют одинаковое число пар полюсов. Синхронно-реактивный двигатель при помощи дополнительных подшипников 3 на свободных концах вала установлен так, что статор может поворачиваться в пространстве не менее чем на 180 электрических градусов.

При включении двигателей в сеть магнитные поля вращаются синхронно в одном направлении, и роторы, соединенные механически, также вращаются с синхронной скоростью. Синхронный двигатель выбирается таким, чтобы его максимальный момент был больше максимального момента синхронно-реактивного двигателя. Поворачивая статор синхронно-реактивного двигателя, можно получить изменение угла между осью магнитного потока и осью полюса ротора в пределах 180°. Поворот статора в пространстве измеряется при помощи шкалы, отградуированной в электрических градусах. Включая в цепь обмотки статора синхронно-реактивного двигателя амперметр, вольтметр и ваттметр, при каждом повороте статора можно определить значение синхронного реактивного сопротивления (при соединении обмотки статора в звезду)

$$x = \sqrt{\left(\frac{U}{\sqrt{3}I}\right)^2 - \left(\frac{P}{I^2}\right)^2}, \quad (ом),$$

где U — линейное напряжение;

I — фазовый ток;
P — мощность на фазу.

Максимальное значение x равно синхронному реактивному сопротивлению по продольной оси

$$x_{\max} = x_d.$$

Минимальное значение x равно синхронному реактивному сопротивлению по поперечной оси

$$x_{\min} = x_q.$$

Рассмотренный выше метод позволяет с хорошей точностью определить синхронные реактивные сопротивления x_d, x_q, в том случае, когда на роторе имеется пусковая короткозамкнутая обмотка.

При отсутствии соответствующего синхронного двигателя сопротивление x_d можно определить из опыта идеального холостого хода синхронно-реактивного двигателя. Идеальный холостой ход может быть получен при соединении синхронно-реактивного двигателя с двигателем постоянного тока.

В этом случае

$$x_d = \sqrt{\left(\frac{U}{\sqrt{3}\,I_{\min}}\right)^2 - \left(\frac{P}{I^2_{\min}}\right)^2}.$$

Сопротивление x_q с помощью вспомогательного двигателя постоянного тока определить нельзя, так как продольная ось ротора при

определении x_q должна отставать (или опережать) от амплитуды н. . на угол $\pi/2$, что соответствует неустойчивому режиму работы. Приближенно синхронное реактивное сопротивление по поперечной оси x_q может быть определено в этом случае с помощью метода выведения двигателя из синхронизма [2].

Определение других сопротивлений синхронно-реактивного двигателя не вызывает затруднений и может быть произведено обычными способами [4, 5].

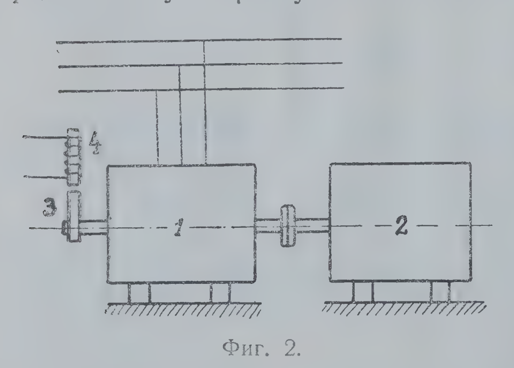
Опытное определение углов β и Θ

Как было доказано [3], углы β и Θ зависят от нагрузки. При исследовании синхронного режима работы синхронно-реактивных машин, определении допустимой нагрузки и т. п. знание углов β и Θ имеет большое практическое значение.

В известной нам литературе не найдено каких-либо рекомендаций для определения этих углов в синхронно-реактивных машинах. Основываясь на методах определения угла Θ в синхронных машинах [5, 6], разработаны простые методы определения углов β и Θ в синхронно-реактивных машинах.

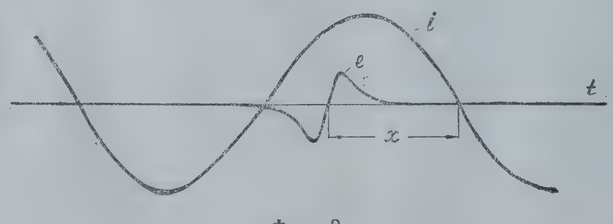
Осциллографический метод определения угла β

Угол β — это угол рассогласования между продольной осью полюса ротора и осью результирующей н. с. обмотки статора. Для определения угла β в установившемся синхронном режиме работы служит установка, представленная на фиг. 2. На вал синхронно-реактивного двигателя 1 укрепляется постоянный магнит 3, против которого располагается катушка со стальным сердечником 4, неподвижная в пространстве. Синхронно-реактивный двигатель соединен механически с нагрузочным генератором постоянного тока независимого возбуждения 2.



Фиг. 2.

При каждом прохождении магнита мимо катушки (при вращении двигателя) в ней наводится э. д. с. На фиг. 3 представлена осциллограмма тока в фазе статора и э. д. с. в катушке. Максималь-



Фиг. 3.

ное значение тока в фазе будет в тот момент, когда ось результирующей н. с. совпадает с осью этой фазы. Э. д. с. в катушке фиксирует положение ротора в пространстве, а следовательно, и относительно н. с. обмотки статора.

Для определения сдвига между кривыми i и e будем брать точки, соответствующие моменту перехода кривых i и e через нуль, которые фиксируются довольно точно.

Угол сдвига между кривыми (фиг. 3) равен

$$\alpha = \frac{x}{T} 2\pi \quad , \qquad \text{(радиан)}$$

где x — сдвиг между кривыми в *мм*,

T — период кривой тока в *мм*.

Так как магнит на валу синхронно-реактивного двигателя закреплен в произвольном положении, то для того, чтобы определить угол β для заданной нагрузки, нужно знать угол α для момента, когда $\beta=0$, т. е. для случая идеального холостого хода. Для получения идеального холостого хода нужно генератор постоянного тока включить двигателем. Изменяя момент вращения двигателя постоянного тока, устанавливаем ток в обмотке статора синхронно-реактивного двигателя минимальным и снимаем осциллограммы тока и э. д. с. в катушке. Из осциллограммы определяем угол сдвига между кривыми, соответствующий $\beta=0$,

$$\alpha_0 = \frac{x_0}{T_0} 2\pi, \text{ (радиан)}.$$

При нагрузке двигателя ось полюса ротора смещается относительно оси результирующей н. с. обмотки статора, следовательно, смещается и кривая e относительно тока в фазе. Пусть для какой-то нагрузки из осциллограммы определили угол смещения

$$\alpha_1 = \frac{x_1}{T_1} 2\pi, \text{ (радиан)} .$$

Тогда искомый угол β, соответствующий данной нагрузке, равен

$$\beta_1 = \alpha_1 - \alpha_0 = \left(\frac{x_1}{T_1} - \frac{x_0}{T_0} \right) 2\pi, \text{ (радиан)}.$$

Периоды T определяем для каждой снятой осциллограммы, так как может оказаться, что барабан осциллографа при съемке различных осциллограмм вращался с различной скоростью. Изменяя нагрузку на валу синхронно-реактивного двигателя, можно определить угол β при различных нагрузках вплоть до выпадения двигателя из синхронизма.

При установлении минимального тока в обмотке статора синхронно-реактивного двигателя для получения угла $\beta=0$ нужно учитывать, что в этом случае двигатель потребляет из сети мощность, расходуемую только на потери в активном сопротивлении обмотки статора. Зная активное сопротивление обмотки статора и определив минимальное значение тока, можно определить потребляемую мощность. Таким образом, начальное положение ротора, соответствующее углу $\beta=0$, можно определить с большой точностью.

Определение угла Θ

Θ — угол, образованный вектором напряжения с поперечной осью ротора. Его можно определить из уравнения [3]

$$\Theta = \varphi + \beta - \frac{\pi}{2} .$$

Следовательно, определив для заданной нагрузки углы φ и β, можно определить и угол Θ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голдовский Е. М. Реактивные двигатели для звукового кино. М., 1935.
2. Горохов Н. В., Зимин В. К. и Петрова Л. М. Опытное определение параметров синхронных машин. Эл - во, №11, 1940.
3. Кононенко Е. В. К теории синхронно-реактивных машин. Известия Томского политехнического ин-та, том 82, 1956.
4. Костенко М. П. Электрические машины, спец. часть, ГЭИ, 1944.
5. Кулебакин В. С. Испытание электрических машин и трансформаторов, ОНТИ, 1935.
6. Рихтер Р. Электрические машины, том 2, М.—Л., 1936.
7. Hansteen H. B. Modified Slip Test for Experimental Study of Sunchronous Reactance. El. Eng. №9, 1948.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

АНАЛИТИЧЕСКИЕ ВЫРАЖЕНИЯ КРИВЫХ ТОКА И Э. Д. С. КОРОТКОЗАМКНУТОЙ СЕКЦИИ УНИВЕРСАЛЬНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ ИХ РАБОТЕ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

Ф. А. СЕРДЮК

(Представлено научно-методическим семинаром электромеханического факультета)

Характер коммутационного процесса определяется тесной взаимосвязью между физическими процессами, происходящими в щеточном контакте и в коммутируемой секции, в период коммутации.

Для объяснения процессов, имеющих место в неподвижном контакте, был выдвинут ряд теорий [11, 12, 13]. Положения, изложенные в них, с некоторыми поправками можно распространить и на скользящий контакт, так как он отличается от неподвижного тем, что в нем точки непосредственного соприкосновения двух поверхностей находятся во взаимном перемещении.

Существует несколько гипотез [2, 3, 10] и взглядов [1], объясняющих поведение скользящего контакта. Анализ и экспериментальная проверка различными учеными теорий, гипотез и взглядов показывает, что для объяснения поведения скользящего контакта следует пользоваться вместе взятыми второй и третьей гипотезами с некоторыми дополнениями.

Что касается физических процессов, происходящих в коммутируемых секциях, то выяснению этого процесса был посвящен также ряд работ [1÷6], причем в некоторых из них дается общая теория коммутаций для всех типов машин.

Однако опыты, проведенные в сравнительно недавнее время рядом ученых (М. Ф. Карасев и др.), показывают, что единая теория коммутации для всех типов машин не приемлема.

Учитывая вышеизложенное, можно считать, что аналитические выражения кривых тока и э. д. с. короткозамкнутой секции одного типа машин будут отличаться от таковых для другого типа машин. На характер этих выражений будет также оказывать влияние применяемый сорт щеток.

Универсальные двигатели обладают целым рядом особенностей. Они предназначаются для работы как на постоянном, так и на переменном токе, имеют сверхсинхронные скорости вращения, снабжаются твердыми сортами щеток, отдельные их секции обладают значительными активными и индуктивными сопротивлениями.

Несомненно, что эти особенности будут оказывать определенное влияние на протекание коммутационного процесса в этих двигателях,

а следовательно, и на характер аналитических выражений величин, отображающих ход коммутационного процесса. Обычно при выводе уравнений для тока и э. д. с. самоиндукции короткозамкнутой секции пренебрегают сопротивлением петушков и активным сопротивлением секций. Так как отдельные секции универсальных двигателей имеют довольно большое значение активного сопротивления, то, несомненно, ими пренебрегать нельзя, а что касается сопротивлений петушков, то они в общей сумме сопротивлений составляют небольшую часть, поэтому для простоты ими мы будем пренебрегать.

На характер изменения кривых тока и э. д. с. короткозамкнутой секции оказывают существенное влияние сопротивления набегающего r_1 и сбегающего r_2 края щетки, поэтому до получения этих уравнений необходимо выяснить закон изменения этих сопротивлений. Можно считать доказанным [1, 7], что плавное изменение этих сопротивлений, принятое в классической теории коммутации [2], не имеет места в действительности.

Е. М. Синельников [9] при выводе критерия безыскровой работы машин постоянного тока считал, что „сопротивления контакта не зависят от поверхности соприкосновения щетки с коллектором".

И. С. Елохин [1], пользуясь результатами собственных опытов и результатами опытов О. Г. Вегнера [10] и Stine [3], пришел к выводу, что сопротивления контакта остаются постоянными и не зависят от поверхности щетки.

Ю. Е. Неболюбов [8] на основании экспериментов, произведенных на моделях, воспроизводящих машины переменного тока, также приходит к заключению, что рабочая поверхность щетки не оказывает существенного влияния на процессы замыкания и размыкания щеткой коллекторных пластин.

Отдельные секции двигателей универсального типа обладают высоким значением активного сопротивления, превышающим в несколько раз значение переходных сопротивлений щеток при рабочих плотностях, поэтому главную роль в большую часть периода коммутации будут они и выполнять, а лишь только в самом начале и в конце короткого замыкания секций будут оказывать некоторое влияние и переходные сопротивления щеток.

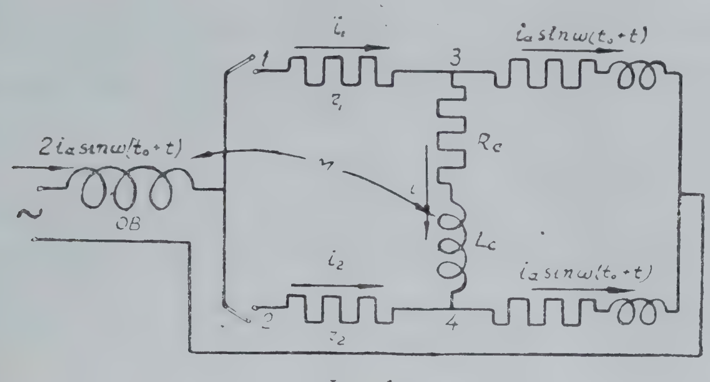
Учитывая этот факт и используя экспериментальные выводы некоторых авторов [1], в первом приближении допустим, что переходные сопротивления щеточного контакта являются постоянными и равными между собой ($r_1 = r_2 = \text{const}$).

Допущение постоянства и равенства переходных сопротивлений набегающего r_1 и сбегающего r_2 краев щетки до некоторой степени является физически необоснованным [7], но, учитывая, что значения этих сопротивлений малы по сравнению с активными сопротивлениями секций и при расчете берутся из кривых зависимости их от тока нагрузки, на уравнение коммутации универсальных двигателей они не окажут существенного влияния.

При выводе уравнений тока и э. д. с. короткозамкнутой секции будем также считать, что ширина щетки равна ширине коллекторной пластины; изоляционная прокладка между коллекторными пластинами бесконечно мала; коллектор и щеточный аппарат выполнены механически совершенными; емкость между коллекторными пластинами и отдельными секциями мала; действительный процесс коммутации состоит из двух этапов—начального и конечного, причем начальный этап начинается при замыкании секции щеткой накоротко и продолжается до начала размыкания секции, а конечный происходит в чрез-

вычайно короткое время, когда короткозамкнутая секция размыкается щеткой [1, 5, 8].

В этом случае схема замещения универсального двигателя при коммутации может быть представлена фиг. 1.



Фиг. 1.

На фигуре: r_1 и r_2—переходные сопротивления набегающего и сбегающего краев шетки;

$i_a \sin \omega (t_0 + t)$ — ток параллельной ветви обмотки якоря;

R_c и L_c — сопротивление и индуктивность секции;

M — взаимоиндуктивность между обмоткой возбуждения (О. В.) и короткозамкнутой секцией в период коммутации;

i — ток короткозамкнутой секции.

Контакт 1 заменяет набегающий край щетки. Коммутация начинается в тот момент, когда происходит замыкание этого контакта (при замкнутом контакте 2).

На основании первого закона Кирхгофа для узловых точек 3 и 4 можно записать, что

$$i_1 = i_a \sin \omega (t_0 + t) + i,$$

$$i_2 = i_a \sin \omega (t_0 + t) - i.$$

Эти токи вызывают в контакте следующие падения напряжения:

$$i_1 r_1 = [i_a \sin \omega (t_0 + t) + i]\, r_1,$$

$$i_2 r_2 = [i_a \sin \omega (t_0 + t) - i]\, r_2.$$

Кроме этих падений напряжения в короткозамкнутой секции, будут иметь место падения напряжения в сопротивлении секции и сопротивлении соединительных проводов

$$R_c \cdot i, \quad R_v \cdot i_1, \quad R_v \cdot i_2.$$

Пренебрегая сопротивлением соединительных проводов и принимая во внимание, что кроме указанных выше падений напряжения в цепи короткого замыкания действует э. д. с. самоиндукции и осуществляется индуктивная связь между главным током двигателя и короткозамкнутой секцией, будем иметь

$$[i_a \sin \omega (t_0 + t) + i]\, r_1 + i R_c - [i_a \sin \omega (t_0 + t) - i]\, r_2 =$$

$$= - L_c \frac{di}{dt} + M \frac{d}{dt} \left\{ 2\, i_a [\sin \omega (t_0 + t)] \right\}.$$

Так как ток главной цепи изменяется по синусоидальному закону, то

$$\frac{d}{dt}\left\{2\, i_a [\sin\omega (t_0 + t)]\right\} = 2\,\omega\, i_a \cos\omega (t_0 + t).$$

Обозначая $r_1 + r_2 + R_c = \Sigma r$, $\frac{\Sigma r}{L_c} = K$ и $\frac{2\, M i_a}{L_c} = K_1$ и учитывая принятые допущения, после некоторых преобразований получим

$$\frac{di}{dt} + iK = K_1\,\omega \cos\omega (t_0 + t).$$

Полученное уравнение является дифференциальным уравнением первого порядка.

В результате решения этого уравнения мы получим выражение для тока короткозамкнутой секции

$$i = -\, i_a \sin\omega t_0\, e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t} + \frac{2\, M i_a}{L_c\left[1 + \frac{\Sigma r^2}{(\omega L_c)^2}\right]}\left[\sin\omega (t_0 + t) + \right.$$

$$\left. + \frac{\Sigma r}{\omega L_c} \cos\omega (t_0 + t) - e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}\left(\sin\omega t_0 + \frac{\Sigma r}{\omega L_c} \cos\omega t_0\right)\right]. \qquad (1)$$

Так как э. д. с. самоиндукции $e_s = -\, L_c \frac{di}{dt}$, то выражение для э. д. с. самоиндукции

$$e_s = -\, \Sigma r i_a \sin\omega t_0\, e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t} - \frac{2\, M i_a}{\left[1 + \frac{\Sigma r^2}{(\omega L_c)^2}\right]}\left[\omega \cos\omega (t_0 + t) - \right.$$

$$\left. - \frac{\Sigma r}{L_c} \sin\omega (t_0 + t) + \frac{\Sigma r}{L_c} e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}\left(\sin\omega t_0 + \frac{\Sigma r}{\omega L_c} \cos\omega t_0\right)\right]. \qquad (2)$$

Имея общие выражения для тока и э. д. с. самоиндукции короткозамкнутой секции, легко найти выражения для тока и э. д. с. самоиндукции для различных фаз коммутирования.

Фазой коммутирования при этом будем считать момент времени, когда начинается коммутационный процесс. Например, если коммутационный процесс начинается, когда мгновенное значение тока двигателя равно нулю, то выражение для тока будет

$$i = \frac{2\, M i_a}{L_c\left[1 + \frac{\Sigma r^2}{(\omega L_c)^2}\right]}\left(\sin\omega t + \frac{\Sigma r}{\omega L_c} \cos\omega t - \frac{\Sigma r}{\omega L_c} e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}\right), \qquad (3)$$

а выражение для э. д. с. самоиндукции

$$e_s = -\frac{2 M i_a}{\left[1+\frac{\Sigma r^2}{(\omega L_c)^2}\right]}\left(\omega \cos \omega t - \frac{\Sigma r}{L_c} \sin \omega t + \frac{\Sigma r^2}{\omega L_c^2} e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}\right), \qquad (4)$$

если коммутационный процесс начинается, когда мгновенное значение тока двигателя равно амплитуде $t_0 = \frac{1}{4} T$, где T—период коммутации, то

$$i = -i_a e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t} + \frac{2 M i_a}{L_c\left[1+\frac{\Sigma r^2}{(\omega L_c)^2}\right]}\left(\cos \omega t - \right.$$

$$\left. - \frac{\Sigma r}{\omega L_c} \sin \omega t - e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}\right), \qquad (5)$$

$$e_s = -\Sigma r i_a e^{-\frac{\Sigma r}{L_c}} + \frac{2 M i_a}{\left[1+\frac{\Sigma r^2}{(\omega L_c)^2}\right]}\left(\omega \sin \omega t + \right.$$

$$\left. + \frac{\Sigma r}{L_c} \cos \omega t - \frac{\Sigma r}{L_c} e^{-\frac{\Sigma r}{L_c}}\right) \text{ и т. д.} \qquad (6)$$

В том случае, когда отсутствует трансформаторная связь между обмоткой возбуждения и короткозамкнутой секцией, аналитические выражения для них упрощаются

$$i = -i_a \sin \omega t_0 e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}, \qquad (7)$$

$$e_s = -\Sigma r i_a \sin \omega t_0 e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}. \qquad (8)$$

Сравнивая выражения для тока и э. д. с. самоиндукции при наличии трансформаторной связи и без нее (7, 8), можно видеть, что первый член в выражении (1) представляет собой ток, вызванный э. д. с. самоиндукции i_s, а второй—ток, вызванный трансформаторной э. д. с. i_t, то есть

$$i_s = -i_a \sin \omega t_0 e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}, \qquad (9)$$

$$i_t = \frac{2 M i_a}{L_c\left[1+\frac{\Sigma r^2}{(\omega L_c)^2}\right]}\left[\sin \omega (t_0 + t) + \frac{\Sigma r}{\omega L_c} \cos \omega (t_0 + t) - \right.$$

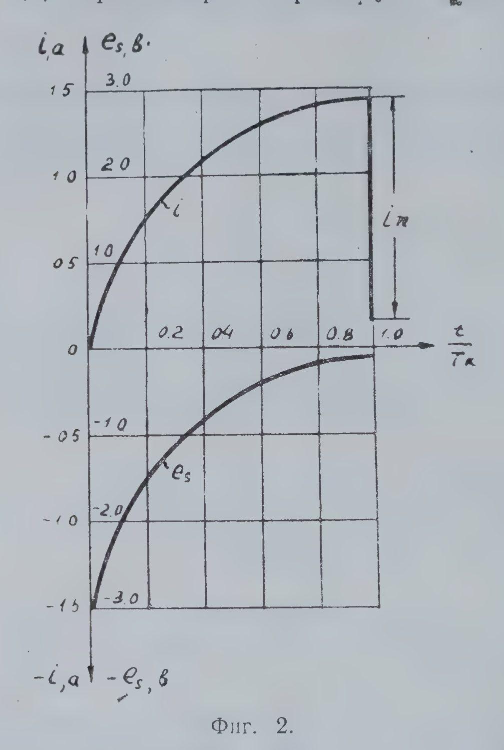
$$\left. - e^{-\frac{\Sigma r}{L_c} t}\left(\sin \omega t_0 + \frac{\Sigma r}{\omega L_c} \cos \omega t_0\right)\right]. \qquad (10)$$

Следовательно, выражение для тока короткозамкнутой секции может быть представлено как сумма двух токов

$$i = i_s + i_t. \qquad (11)$$

В результате исследования полученных уравнений установлено.

1. Для фазы первой при $\omega t_0 = 0°$ ток короткозамкнутой секции i достигает своего максимального значения по окончании начального этапа коммутации, а затем резко падает до значения тока той параллельной ветви, в которую переключается секция по окончании конечного этапа коммутации. Максимальная величина этого тока превышает амплитудное значение тока якоря, ток переключения i_n велик и составляющая тока, вызванная э. д. с. самоиндукции i_s, не имеет места (фиг. 2).



Фиг. 2.

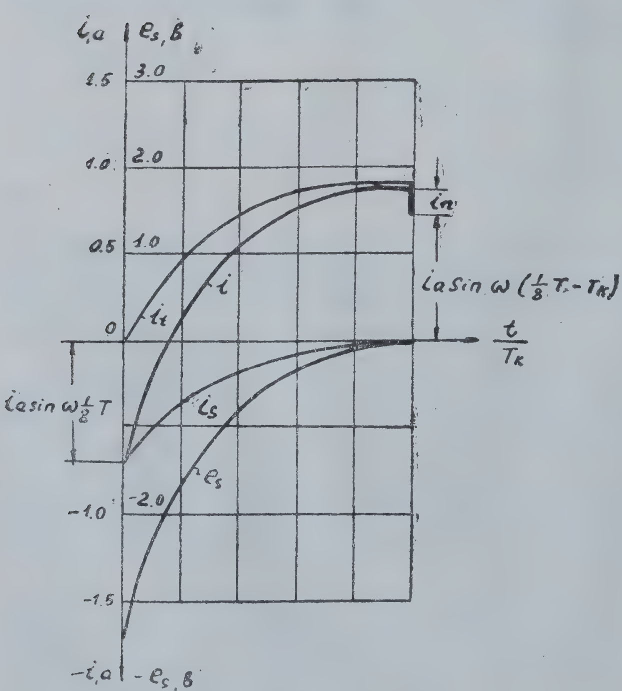
Кривая э. д. с. самоиндукции следует закону

$$e_s = -L_c \frac{di}{dt}.$$

2. Для фазы второй при $\omega t_0 = 45°$ характер изменения кривой тока и э. д. с. самоиндукции такой же, но ток переключения имеет незначительную величину—максимальная его величина меньше амплитудного значения (фиг. 3).

3. Для фазы третьей при $\omega t_0 = 90°$ ток переключения имеет большую величину, и его значение тем больше, чем меньше период коммутации. Ток, вызванный трансформаторной э. д. с., имеет отрицательное значение.

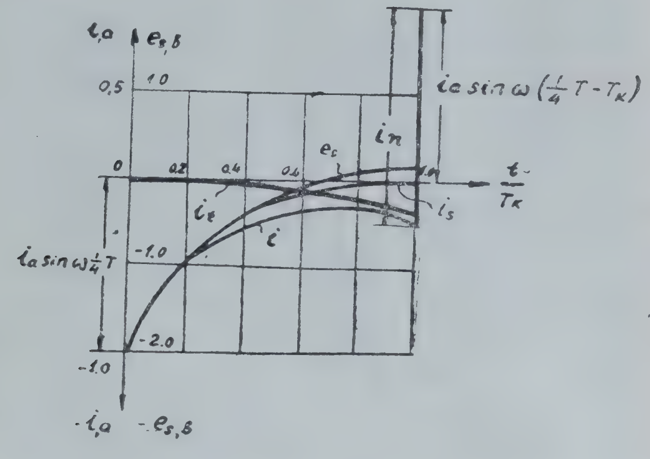
Кривая э. д. с. самоиндукции пересекает ось абсцисс и приобретает положительное значение (фиг. 4).



Фиг. 3.

Для того, чтобы можно было судить, насколько предложенные уравнения для кривой тока короткозамкнутой секции подтверждаются

экспериментально, было произведено сравнение расчетных и опытных данных, полученных на искусственном аппарате для некоторых фаз коммутирования.

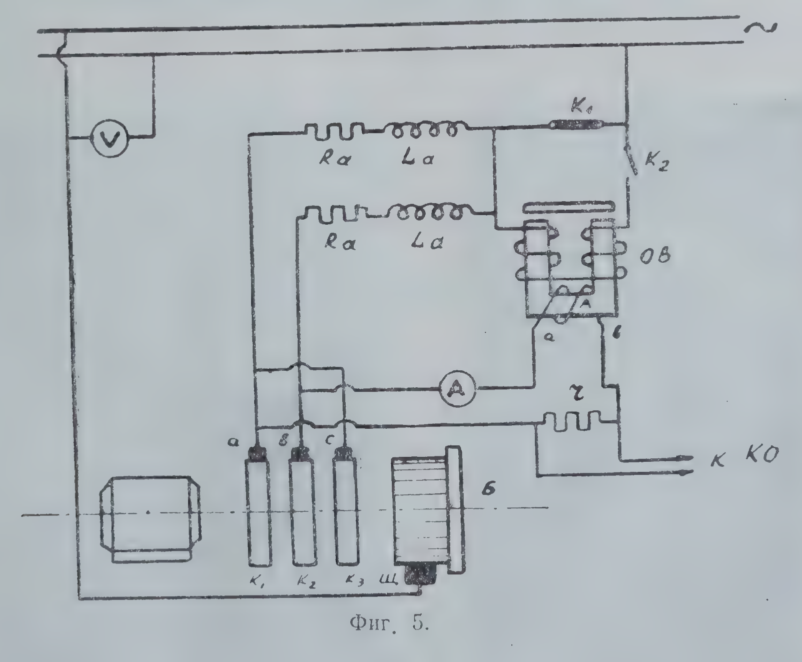


Фиг. 4.

Принципиальная схема аппарата, применяемого для снятия кривых тока и э. д. с. самоиндукции, представлена на фиг. 5, где

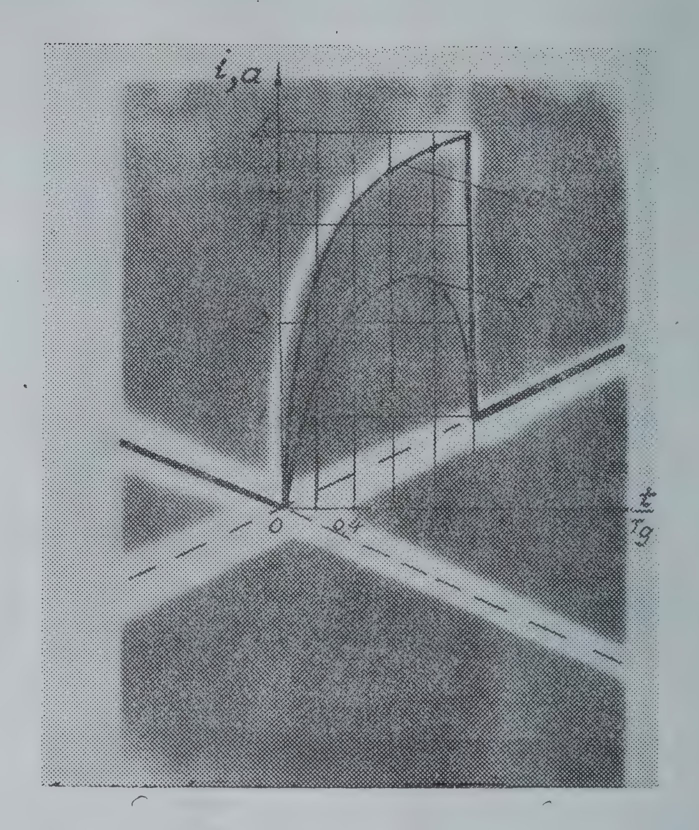
Б—коллектор, имеющий 28 пластин, изолированных между собой изоляционными прокладками;

L_a, R_a — индуктивность и активное сопротивление, имитирующие параметры параллельных ветвей;

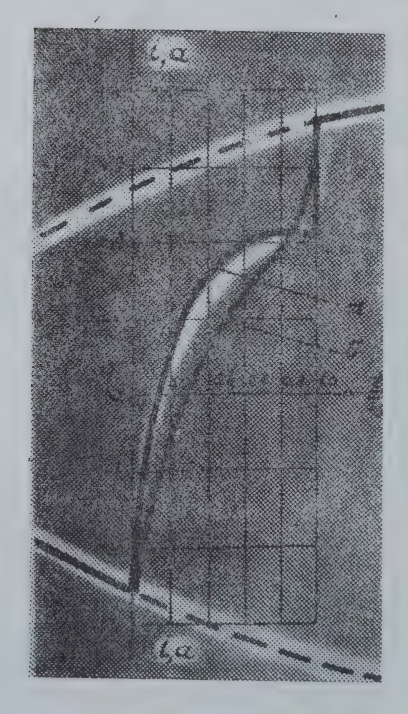


Фиг. 5.

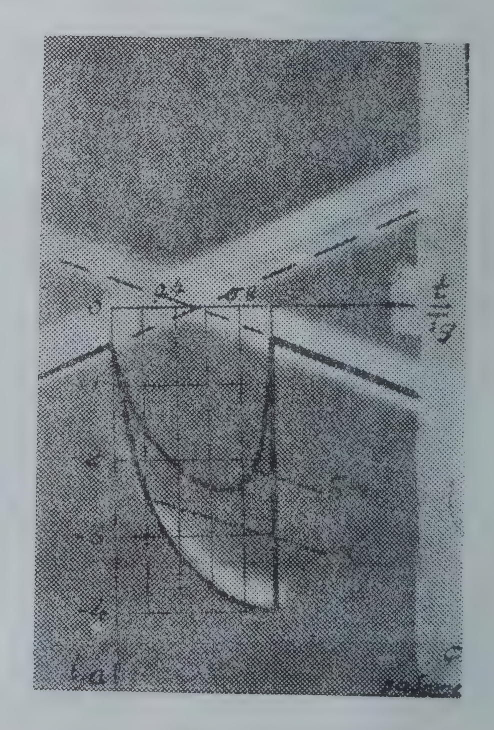
ОВ — ненасыщенный дроссель с воздушным зазором, изменяя который можно получить различную силу тока. На дроссель наматывается несколько испытуемых секций *А* с различными числами витков и активными сопротивлениями;



Фиг. 6.



Фиг. 7.



Фиг. 8.

r — шунт, падение напряжения на котором подается на один из лучей катодного осциллографа и снимается сила тока;

K_1, K_2, K_3 — три дополнительных контактных кольца с наложенными на них щетками a, b и c. Коллекторные пластины коллектора соединены таким образом, что за один его оборот совершается два коммутационных цикла.

Индуктивность и активное сопротивление параллельных ветвей взяты во много раз больше индуктивности и активного сопротивления секции.

Коммутационный аппарат позволил производить осциллографирование кривых тока и э. д. с. самоиндукции короткозамкнутой секции.

На фиг. 6—8 представлены осциллограммы тока короткозамкнутой секции для щетки марки УГ-2 для различных фаз коммутирования, полученные на аппарате при следующих условиях: $w_к = 40$ витков, $L_c = 0{,}36$ *мгн*, $j = 6{,}8$ *а/см*^{2}, $e_t = 5{,}38$ *в*., $T_д = 0{,}953 \cdot 10^{-3}$ *сек*, $M = 2{,}63$ *мгн*, $\Sigma r = 1{,}394$ *ом*, а также кривые тока, полученные расчетом по предложенным формулам (3,5) и по классической теории коммутации.

Сравнение кривых тока, полученных по предложенным уравнениям (1, 3, 5) с осциллограммами тока, и с кривыми, полученными расчетом по классической теории коммутации, показывает, что эти уравнения хорошо согласуются с опытными данными, а уравнения, полученные по классической теории, не подтверждаются экспериментально.

Выводы

1. Классическая теория коммутации не приемлема при расчете коммутации универсальных двигателей.

2. При расчете коммутации универсальных двигателей следует исходить из допущения постоянства и равенства сопротивлений щеточного контакта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карасев М. Ф. Коммутация машин постоянного тока. Госэнергоиздат, 1955.

2. Арнольд Э. и Ла-Кур. Машины постоянного тока, Гостехиздат, 1931.

3. Нейкирхен И. Угольные щетки и причины непостоянства условий коммутации машин постоянного тока. ОНТИ, НКТП СССР, 1935.

4. Сосновская М. С. Явления в щеточном контакте. Электричество, № 5, 1934.

5. Карасев М. Ф. Природа щеточного контакта электрических машин постоянного тока. Электричество № 10, 1948.

6. Гейнрих В. Проблема скользящего контакта. 1935.

7. Вегнер О. Г. Вопросы современной теории коммутации тока в коллекторных машинах. Электричество № 7, 1956.

8. Неболюбов Ю. Е. Моделирование процесса коммутации в однофазных коллекторных двигателях переменного тока. Электричество, № 3, 1953.

9. Синельников Е. М. К вопросу коммутации машин постоянного тока, Электричество № 5, 1952.

10. Вегнер О. Г. О некоторых вопросах коммутации при помощи коллектора и щеток. Труды Ленинградского индустриального ин-та, № 7, 1938.

11. R. Holm Die Technische, Physik der Electrischen Contakte I, Springer, 1941.

12. P. F. Sopper, B. Sc, Ph. D. Carbon-brush Contact Phenomena in Electrical Machinery. The Proccedings of the Institution of El. Eng. vol 96, Part II, № 52, August, 1949.

13. W. Shalfchlin Contact Resistance of Electric Switching Apparature, Electric Journal, 8, 1928.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

К ИССЛЕДОВАНИЮ ТОКОВ, НАМАГНИЧИВАЮЩИХ СИЛ И МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В АСИНХРОННЫХ МАШИНАХ С НЕСИММЕТРИЧНЫМ РОТОРОМ

Е. В. КОНОНЕНКО

(Представлено научно-методическим семинаром электромеханического факультета)

В машинах, работающих в асинхронном режиме, возможны три случая несимметрии ротора.

1. Ротор имеет как магнитную, так и электрическую несимметрию. Это общий случай несимметрии. К нему можно отнести синхронные явнополюсные машины и синхронно-реактивные двигатели с пусковой обмоткой на роторе.

2. Ротор имеет только электрическую несимметрию. К этому случаю относятся асинхронные машины с несимметричной обмоткой на роторе.

3. Ротор имеет только магнитную несимметрию. К этому случаю относятся синхронные явнополюсные машины без пусковой обмотки и с разомкнутой обмоткой возбуждения.

Существующая до последнего времени методика исследования асинхронных двигателей с несимметричным ротором основана на методе симметричных составляющих, согласно которому несимметричная система токов ротора разлагается на симметричные составляющие. Составляются эквивалентные схемы замещения, из которых определяются составляющие токов прямой и обратной последовательностей [1, 2, 5, 7, 9].

Методика исследования асинхронных режимов работы синхронных явнополюсных машин основана на методе симметричных составляющих с использованием теории двух реакций [2, 5].

Основным недостатком этих методик является то, что они недостаточно и ненаглядно отражают физические явления, происходящие в машине.

В последние годы советскими учеными разработаны новые методы исследования переходных и установившихся режимов работы электрических машин, основанные на применении операционного исчисления и векторного анализа. Заслуженным авторитетом в этой области пользуются работы М. П. Костенко, Р. А. Лютера, Л. Н. Грузова, А. А. Горева, А. Д. Городского, Е. Я. Казовского, М. Н. Алябьева и многих других.

Наиболее общим из разработанных методов является метод вращающихся магнитных полей. Применительно к теории машин переменного тока основы этого метода впервые были разработаны выдающим-

ся русским ученым М. О. Доливо-Добровольским. Однако метод вращающихся магнитных полей получил распространение, как метод математического исследования электрических машин, только с выходом в свет работ Л. Н. Грузова и Е. Я. Казовского [3, 6].

Необходимо отметить, что даже в современных работах возможности метода вращающихся магнитных полей не использованы полностью.

Настоящая работа посвящена исследованию асинхронных режимов трехфазных машин с несимметричным ротором.

При исследовании в основу положен метод вращающихся магнитных полей. В работе делается попытка более полно использовать возможности этого метода для выяснения физических процессов, происходящих в машинах с несимметричным ротором.

В работе приняты следующие допущения.

1. Машина со стороны статора питается системой напряжений прямой последовательности от источника бесконечно большой мощности.

2. На статоре имеется одна симметричная система обмоток.

3. Учитываются только основные гармонические составляющие намагничивающих сил (н. с.) и магнитных полей, созданных обмотками.

4. Влияние насыщения стали учитывается только выбором соответствующих параметров. В пределах рассматриваемого процесса параметры машин принимаются неизменными.

5. Влияние механических потерь и потерь в стали при выводе уравнений не учитывается.

6. Токи нулевой последовательности считаются равными нулю, так как они не влияют на результирующее магнитное поле и на момент вращения машины.

При исследовании применяется система относительных единиц.

Согласно методу вращающихся магнитных полей напряжения, токи и потокосцепления представляются векторами, которые характеризуют соответствующие пространственные волны.

Такое изображение всех токов, напряжений и потокосцеплений пространственными векторами позволяет просто и наглядно исследовать физические процессы, происходящие в машине при помощи векторного анализа.

Операторные уравнения для векторов тока i_s и результирующих потокосцеплений Ψ_s статора при наличии магнитной и электрической несимметрии машины в осях ротора (d, q) могут быть представлены в виде [3, 6]

$$i_s = \frac{[r + (p - j\omega) x_c(p)]\, U_s - (p + j\omega) x_u(p)\, U_s^*}{r^2 + rp\,[x_d(p) + x_q(p)] + (p^2 + \omega^2) x_d(p) x_q(p)}; \qquad (1)$$

$$\Psi_s = \frac{[r x_c(p) + (p - j\omega) x_d(p) x_q(p)]\, U_s + r x_u(p)\, U_s^*}{r^2 + rp\,[x_d(p) + x_q(p)] + (p^2 + \omega^2) x_d(p) x_q(p)}, \qquad (2)$$

где r — активное сопротивление обмотки статора,

ω — угловая скорость вращения ротора,

$x_d(p)$, $x_q(p)$ — операторные реактивные сопротивления по продольной и поперечной осям ротора,

U_s — вектор напряжений, подведенных к статору,

$$x_c(p) = \frac{x_d(p) + x_q(p)}{2}; \qquad x_u(p) = \frac{x_d(p) - x_q(p)}{2}.$$

Здесь звездочкой обозначаются сопряженные вектора.

Уравнения (1), (2) — основные уравнения, при помощи которых можно исследовать как переходные, так и установившиеся режимы работы асинхронных машин с несимметричным ротором.

Переходные режимы асинхронных машин с учетом несимметрии ротора довольно подробно исследованы Е. Я. Казовским [6].

В данной работе рассмотрены лишь установившиеся режимы работы.

Принимая во внимание, что вследствие механической инерции вращающихся масс электромагнитные процессы протекают значительно быстрее, чем происходит изменение скорости вращения. Допускается, что скорость вращения в любой момент времени остается постоянной.

Если напряжение фазы a статора изменяется по закону $U_a = U_m \cos(t + \alpha_o)$, то пространственный вектор напряжений в осях ротора $(d,\ q)$ будет иметь вид

$$U_s = U_m \varepsilon^{j\,[(1-\omega)\,t + \delta_o]}, \tag{3}$$

где δ_o — угол, образованный вектором напряжения U_s с осью d в момент времени $t = 0$.

Угловая скорость вектора U_s относительно ротора равна $(1 - \omega)$. Так как вектор U_s вращается в пространстве с синхронной скоростью, то скорость ротора относительно синхронной будем определять „синхронным скольжением“, равным $s_c = 1 - \omega$.

Под скольжением же (как обычно считают в литературе) будем понимать скорость вращения ротора относительно вращающего магнитного поля статора.

Тогда уравнение (3) примет вид

$$U_s = U_m \varepsilon^{j(s_c t + \delta_o)}. \tag{4}$$

Учитывая это, векторы тока i_s и потокосцеплений Ψ_s статора (1), (2) можно представить состоящими из двух слагаемых:

$$i_s = i_{s1} + i_{s2} = \frac{[r + (p - j\omega)\,x_c(p)]\,U_m \varepsilon^{j(s_c t + \delta_o)}}{A} +$$

$$+ \frac{-(p + j\omega)\,x_u(p)\,U_m \varepsilon^{-j(s_c t + \delta_o)}}{A}; \tag{5}$$

$$\Psi_s = \Psi_{s1} + \Psi_{s2} = \frac{[r x_c(p) + (p - j\omega)\,x_d(p)\,x_q(p)]\,U_m \varepsilon^{j(s_c t + \delta_o)}}{A} +$$

$$+ \frac{r x_u(p)\,U_m \varepsilon^{-j(s_c t + \delta_o)}}{A}, \tag{6}$$

где

$$A = r^2 + rp\,[x_d(p) + x_q(p)] + (p^2 + \omega^2)\,x_d(p)\,x_q(p).$$

Уравнения установившегося режима работы при принятых допущениях могут быть получены из операторных уравнений (5), (6) путем простой замены p на $\pm j s_c$ [3, 6].

Произведя указанную замену и подставляя в уравнения (5), (6) установившиеся значения операторных реактивных сопротивлений для известного числа короткозамкнутых обмоток на роторе, уравнения установившего режима работы после преобразований можно представить в виде:

$$i_S = i_{S1} + i_{S2} = I_1\,\varepsilon^{\,j(s_c t + \delta_o - \varphi)} + I_2\,\varepsilon^{-j(s_c t + \delta_o - \varphi_2)}; \tag{7}$$

$$\Psi_s = \Psi_{s1} + \Psi_{s2} = \Psi_1\,\varepsilon^{\,j(s_c t + \delta_o - \varphi_1)} + \Psi_2\,\varepsilon^{-j(s_c t + \delta_o - \varphi_2)}, \tag{8}$$

где I_1; I_2; Ψ_1; Ψ_2 — модули соответствующих векторов, зависящие только от параметров и скорости вращения ротора. При постоянной скорости вращения ротора представляют собой постоянные величины;

φ_1, ψ_1 — фазовые углы между векторами i_{S1}, Ψ_{S1} и U_S;

φ_2, ψ_2 — фазовые углы между векторами i_{S2}, Ψ_{S2} и U_S^*.

Как видно из уравнений (7) и (8), составляющие тока и потокосцеплений статора при постоянной скорости вращения ротора имеют постоянные модули и вращаются относительно ротора в противоположные стороны с угловой скоростью s_c.

Условимся считать вектора i_{S1}, Ψ_{S1}, вращающиеся относительно ротора в положительном направлении, векторами прямой последовательности, а вектора i_{S2}, Ψ_{S2}, вращающиеся в отрицательном направлении, векторами обратной последовательности.

Результирующий вектор тока статора i_S (7) после несложных преобразований можно привести к виду:

$$i_S = I_S(t)\,\varepsilon^{\,j\beta}, \tag{9}$$

где

$$I_S(t) = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + 2 I_1 I_2 \cos 2\left(s_c t + \delta_o - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right)} \text{ —}$$

амплитуда результирующего вектора тока;

$$\beta = \operatorname{arc\,tg}\left[\frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2}\operatorname{tg}\left(s_c t + \delta_o - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right)\right] - \frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \text{ —}$$

угол, образованный вектором i_S с осью ротора d.

Из уравнения (9) следует, что амплитуда вектора тока $I_S(t)$ не остается постоянной во времени, а пульсирует с частотой удвоенного синхронного скольжения s_c в пределах от максимального значения, равного

$$I_{S\max} = I_1 + I_2,$$

до минимального, равного

$$I_{S\min} = I_1 - I_2.$$

Угловая скорость вращения вектора i_S относительно ротора может быть определена уравнением

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{(I_1^2 - I_2^2)s_c}{I_1^2 + I_2^2 + 2I_1 I_2 \cos 2\left(s_c t + \delta_o - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}\right)}. \tag{10}$$

Исследование этого уравнения показывает, что результирующи вектор тока вращается относительно ротора с переменной угловой скоростью.

Так как в системе относительных единиц токи и намагничивающие силы выражаются одними и теми же векторами, то уравнения (9), (10) представляют также закон изменения н. с., создаваемой обмоткой статора.

Следовательно, н. с. обмотки статора при несимметричном роторе будет вращаться относительно ротора с переменной угловой скоростью, одновременно изменяясь по величине.

Вектор результирующих потокосцеплений Ψ_s (8) после несложных преобразований можно привести к виду

$$\Psi_s = \Psi_s(t)\,\varepsilon^{j\psi}, \tag{11}$$

где

$$\Psi_s(t) = \sqrt{\Psi_1^2 + \Psi_2^2 + 2\,\Psi_1\Psi_2 \cos 2\left(s_c t + \delta_o - \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}\right)} -$$

амплитуда результирующей волны потокосцеплений;

$$\psi = \operatorname{arc\,tg}\left[\frac{\Psi_1 - \Psi_2}{\Psi_1 + \Psi_2}\operatorname{tg}\left(s_c t + \delta_o - \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}\right)\right] - \frac{\psi_1 - \psi_2}{2} -$$

угол, образованный вектором Ψ_s с осью ротора d.

Так как в системе относительных единиц потокосцепления и магнитные поля определяются одними и теми же векторами, то уравнение (11) представляет также закон изменения магнитного поля статора. Угловая скорость вращения магнитного поля статора относительно ротора может быть определена как производная $\frac{d\psi}{dt}$. Эту скорость, выраженную в относительных единицах, в литературе называют скольжением.

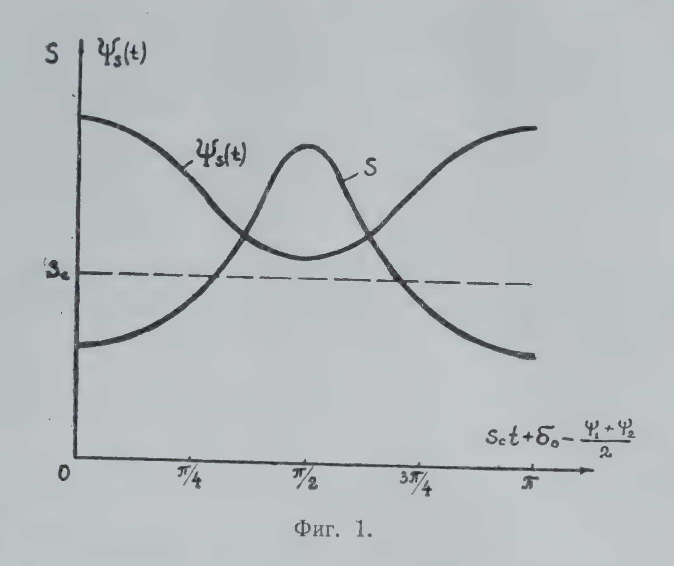
Следовательно, скольжение равно

$$s = \frac{d\psi}{dt} = \frac{(\Psi_1^2 - \Psi_2^2)s_c}{\Psi_1^2 + \Psi_2^2 + 2\,\Psi_1\Psi_2 \cos 2\left(s_c t + \delta_o - \frac{\psi_1 + \psi_2}{2}\right)}. \tag{12}$$

Из уравнений (11), (12) следует, что магнитное поле статора имеет переменную амплитуду и вращается относительно ротора с переменной угловой скоростью. На фиг. 1 представлены кривые изменения амплитуды магнитного поля $\Psi_s(t)$ и скольжения s в зависимости от времени. Амплитуда магнитного поля изменяется от максимального значения, равного $\Psi_{s\max} = \Psi_1 + \Psi_2$, до минимального, равного $\Psi_{s\min} = \Psi_1 - \Psi_2$ с частотой удвоенного синхронного скольжения.

Скольжение s в это же время изменяется от минимальной величины, равной $s_{\min} = \frac{\Psi_1 - \Psi_2}{\Psi_1 + \Psi_2}s_c$, до максимальной, равной $s_{\max} = \frac{\Psi_1 + \Psi_2}{\Psi_1 - \Psi_2}s_c$, причем максимум магнитного поля совпадает во времени с минимумом скольжения и наоборот.

Скольжение есть функция периодическая. Нетрудно доказать, что ее среднее значение равно синхронному скольжению $s_{cp} = s_c$.



Фиг. 1.

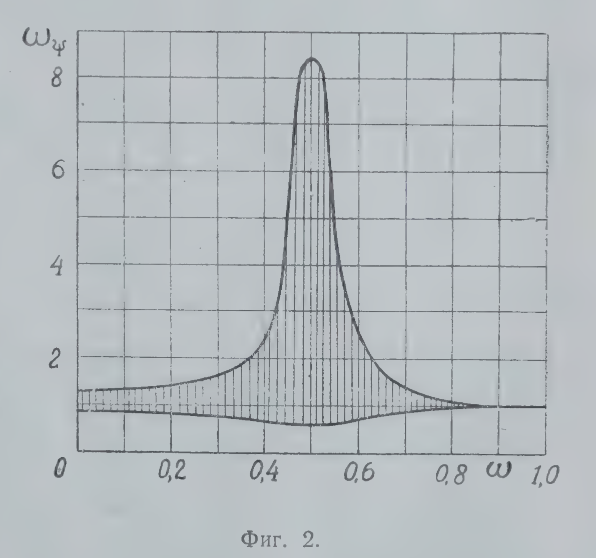
Исследования показывают, что пределы изменения амплитуды магнитного поля и скольжения зависят от степени и вида несимметрии, а также от величины активного сопротивления обмотки статора. Наибольшие пределы изменения имеют место в предельном случае электрической несимметрии, когда на роторе имеется лишь одноосная обмотка.

Характер изменения угловой скорости магнитного поля относительно статора определяется уравнением

$$\omega_\Psi = \omega + s, \qquad (13)$$

где s—скольжение, определяемое по уравнению (12).

Из уравнений (12), (13) следует, что скорость вращения магнитного поля в пространстве не остается постоянной во времени, а изменяется с частотой удвоенного синхронного скольжения в пределах от $\omega_{\Psi\ max} = \omega + s_{max}$ до $\omega_{\Psi min} = \omega + s_{min}$.



Фиг. 2.

На фиг. 2 представлены пределы изменения скорости вращения магнитного поля в зависимости от скорости вращения ротора, рассчитанные по уравнению (13) для асинхронного двигателя с однофазным ротором, имеющего следующие параметры: $r = 0{,}042$; $x_d = 2{,}6$; $T_d = 82$; $T_d^1 = 4{,}22$. Как видно из приведенного графика, пределы изменения скорости вращения магнитного поля увеличиваются при изменении скорости вращения ротора ω от 0 до 0,5 и уменьшаются при изменении ω от 0,5 до 1,0.

При $\omega = 0{,}5$ имеем наибольшие пределы изменения скорости. Объясняется это следующим. Пределы изменения скорости зависят от амплитуд магнитных полей прямой Ψ_1 и обратной Ψ_2 последовательностей. При $\omega = 0{,}5$ поле обратной последовательности неподвижно относительно статора, поэтому статорная обмотка не оказывает демпфирующего влияния на Ψ_2, которое в этом случае достигает наибольшей величины.

Таким образом, при работе машин переменного тока с несимметричным ротором н. с. и магнитное поле статора вращаются в пространстве с переменной угловой скоростью, одновременно изменяясь по величине.

Для определения фазовых величин тока и потокосцеплений результирующие векторы i_s, Ψ_s проектируются на оси фаз [3, 6].

Следовательно, мгновенные значения тока в фазах статора можно определить как:

$$i_a = R_e\,[i_s\,\varepsilon^{j(\omega t+\gamma_o)}]; \qquad i_b = R_e\,[i_s\,\varepsilon^{j(\omega t+\gamma_o-120^\circ)}]\,;$$

$$i_c = R_e\,[i_s\,\varepsilon^{j(\omega t+\gamma_o-240^\circ)}], \tag{14}$$

где γ_o — угол, образованный осью ротора d с осью фазы a в момент времени $t = 0$.

Ток в фазе a, учитывая уравнение (9), можно представить в виде

$$i_a = I_s(t)\cos[t + \alpha_o - \varphi(t)], \tag{15}$$

где $\varphi(t)$ — переменный фазовый угол,

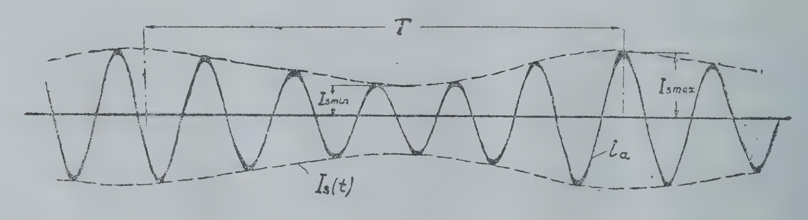
$I_s(t)$ — амплитуда тока.

Из уравнения (15) следует, что ток в фазах статора в общем случае несинусоидален.

Учитывая уравнение (7), ток i_a можно представить как сумму двух синусоидальных составляющих различных частот

$$i_a = I_1\cos(t + \alpha_o - \varphi_1) + I_2\cos[(1 - 2s_c)t + \alpha_o - 2\gamma_o - \varphi_2]. \tag{16}$$

При исследовании токов в фазах статора удобно пользоваться как уравнением (15), так и (16).

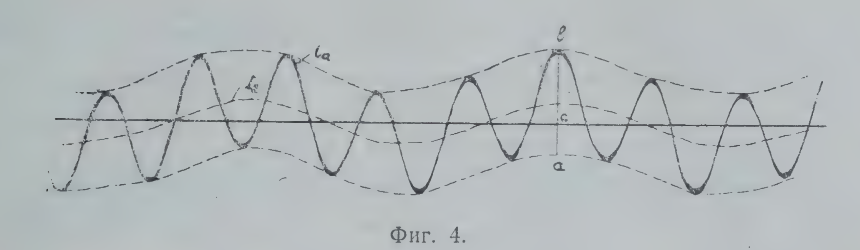


Фиг. 3.

При скорости вращения ротора, близкой к синхронной, осциллограмма тока в фазе статора приведена на фиг. 3. Огибающая тока представляет собой изменение амплитуды $I_s(t)$, которая пульсирует с частотой удвоенного синхронного скольжения от своего максимального значения, равного $I_{s\max} = I_1 + I_2$, до минимального, равного $I_{s\min} = I_1 - I_2$. Учитывая это, из осциллограммы можно определить амплитуды токов прямой I_1 и обратной I_2 последовательностей

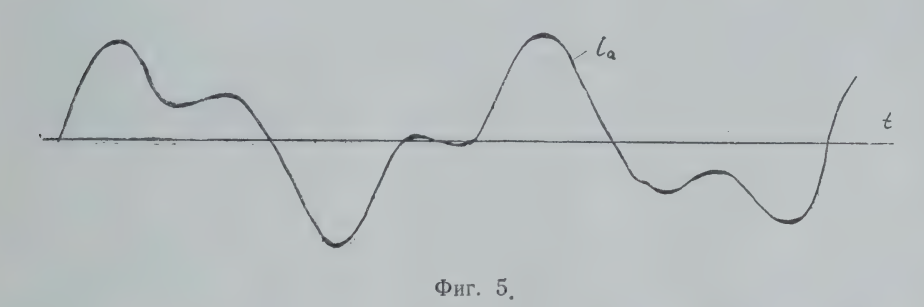
$$I_1 = \frac{I_{s\max} + I_{s\min}}{2}; \qquad I_2 = \frac{I_{s\max} - I_{s\min}}{2}.$$

При уменьшении скорости вращения ротора можно получить другую характерную форму кривой тока (фиг. 4). Огибающая тока i_a является током обратной последовательности; вписанная между огибающими — током прямой последовательности.



Фиг. 4.

На фиг. 3 и 4 приведены две характерные формы кривых тока i_a. Промежуточной является более сложная кривая, определить из которой составляющие I_1 и I_2 не представляется возможным. Одна из таких кривых представлена на фиг. 5.



Фиг. 5.

При изменении скорости вращения ротора форма кривой тока i_a изменяется и будет иметь один из описанных выше видов кривых.

Выводы

1. При работе в асинхронном режиме машин с любой несимметрией ротора, при симметричной системе подведенных напряжений и симметричном статоре н. с. обмотки статора и результирующее магнитное поле вращаются в пространстве с переменной угловой скоростью, одновременно изменяясь по величине.

2. Если определять скольжение как скорость вращения результирующего магнитного поля статора относительно ротора, то при постоянной скорости вращения ротора скольжение не остается постоянным, а изменяется по закону, определяемому уравнением (12).

При исследовании асинхронных режимов работы скорость вращения ротора удобно выражать как скорость по отношению к синхронной. Для этого вводится понятие о синхронном или среднем скольжении.

3. Пределы изменения скольжения также как и скорости вращения магнитного поля зависят от степени несимметрии ротора, а также от величины активного сопротивления статорной обмотки. Наибольшие пределы изменения скольжения имеют место в предельном

случае электрической несимметрии, когда на роторе имеется одноосная обмотка при полусинхронной скорости вращения ротора.

4. Магнитное поле, вращаясь относительно обмотки статора с переменной угловой скоростью, наводит в ней в общем случае несинусоидальную э. д. с., что приводит к искажению формы кривой тока в фазах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бергер А. Я. и др. Асинхронный двигатель в анормальных режимах, М, 1939.
2. Вешеневский С. Н. Расчет характеристик и сопротивлений для электродвигателей, ГЭИ, 1953.
3. Грузов Л. Н. Методы математического исследования электрических машин. ГЭИ, 1953.
4. Костенко М. П., Лютер Р. А. Казовский Е. А. Вопросы развития современной теории синхронной машины. ВЭП, № 2, 1952.
5. Костенко М. П. Электрические машины. Спец. часть. ГЭИ, 1949.
6. Казовский Е. Я. Переходные процессы в асинхронных машинах с учетом асимметрии ротора. Эл-во, № 4, 1950.
7. Меркин Г. Б., Незговорова Е. Д. Работа асинхронного двигателя при несимметрии в роторе. Труды ЛПИ, № 2, вып. 1. 1938.
8. Сыромятников И. А. Режимы работы асинхронных двигателей. ГЭИ, 1950.
9. Штурман Г. И. Несимметрия вторичных цепей в асинхронных машинах. М, 1935.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

К ВОПРОСУ ОБ ОПРЕДЕЛЕНИИ СОПРОТИВЛЕНИЯ ТУРБОГЕНЕРАТОРА ПРИ РАСЧЕТЕ ТОКОВ ВНУТРЕННИХ КОРОТКИХ ЗАМЫКАНИЙ

К. К. РЯЗАНЦЕВ

(Представлено проф. докт. техн. наук И. Д. Кутявиным)

Существующий метод расчета токов при внутренних коротких замыканиях (к. з.) генераторов основывается на следующем [1, 2, 3].

1. Положение точки к. з. на обмотке статора характеризуется долей α замкнувшихся витков, отсчитанных от нейтрали.

2. Электродвижущая сила E_α, индуктируемая в замкнутой части каждой фазы, приблизительно пропорциональна α, т. е.

$$E_{ф\,\alpha} = \alpha E_ф, \tag{1}$$

где $E_{ф\alpha}$ — фазная э. д. с., соответствующая $\alpha = 1$.

3. Магнитный поток двухполюсного генератора, сцепляющийся с каждым из витков фазы, состоит из двух частей: первая из них сцепляется только с данным витком („собственный поток" — Φ_c), а вторая пронизывает все витки обмотки фазы („общий поток" — $\Phi_{об}$). Поток рассеяния пазовой части обмотки является собственным потоком. Поток рассеяния лобовых соединений и результирующий поток, созданный совместным действием статора и ротора, — общие потоки.

4. Индуктивное сопротивление фазы статора состоит из двух слагаемых x_c и $x_{об}$, определяемых потоками Φ_c и $\Phi_{об}$.

Индуктивное сопротивление замкнувшейся части в первом приближении равно

$$x_\alpha = \alpha\, x_c + \alpha^2\, x_{об}. \tag{2}$$

Активное сопротивление той же части витков определяется соотношением

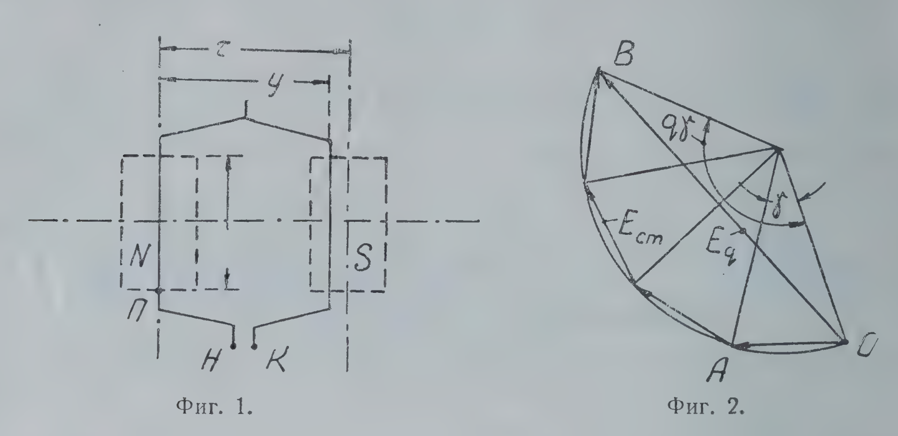
$$r_\alpha = \alpha\, r,$$

где r — сопротивление всей фазы.

Рассмотрим более подробно эти положения, имея целью внесение некоторых уточнений в определение сопротивлений отдельных частей генератора. При этом будем иметь в виду случай симметричного трехфазного к. з. внутри ненагруженного двухполюсного турбогенератора, отсоединенного от сборных шин станции.

Оценка расстояния до точки к. з.

Оценка расстояния от нейтрали до места повреждения величиной α не всегда дает возможность правильно подсчитать ток к. з. Мешают этому три обстоятельства. Первое из них состоит в том, что каждый виток статора имеет только две активные стороны (фиг. 1), длина



Фиг. 1. Фиг. 2.

которых, по данным [4], у генераторов, мощностью 12—50 *мгвт*, составляет только 46—68 % длины витка, вследствие чего пренебрегать длиной лобовых частей нельзя. Отсюда следует, что при подсчете по выражению (1) э. д. с. и ток, соответствующие точке к. з., будут найдены верно, если место повреждения отсекает часть витка, в которой индуктируется такая же часть витковой э. д. с. Это имеет место в тех случаях, когда замыкается целое число витков или дробное, но кратное 0,25 (фиг. 1).

Второе обстоятельство, из-за которого выражение (1) является неточным даже при целом числе замкнувшихся витков, состоит в том, что э. д. с. стержней E_{cm} двух соседних пазов сдвинуты на угол [5]

$$\gamma^\circ = \frac{360\, p}{Z},$$

где p — число пар полюсов, Z — число пазов статора.

При последовательном соединении q стержней, лежащих под одним полюсом, результирующая э. д. с. E_q получается путем геометрического сложения векторов E_{cm} (фиг. 2), и поэтому она меньше произведения $q\,E_{cm}$. Это учитывается коэффициентом распределения обмотки κ_p, который (для основной гармоники) равен

$$\kappa_p = \frac{E_q}{q\,E_{cm}} = \frac{\overline{OB}}{q\,\overline{OA}} = \frac{\sin\dfrac{q\,\gamma}{2}}{q\sin\dfrac{\gamma}{2}} < 1.$$

Так как у турбогенератора целое число пазов на полюс и фазу и, кроме того, расположение пазов фазы под обоими полюсами одинаковое, то найденный выше коэффициент распределения будет иметь значение также для всей обмотки в целом. Поэтому

$$E_\phi = w\,E_в\,\kappa_p,$$

где $E_в$ — э. д. с. одного витка, а w — число витков фазы.

Если число витков сократится до значения αw, то новое значение фазной э. д. с. будет составлять

$$E_{ф\alpha} = \alpha w E_в \kappa_{p\alpha} > \alpha E_ф,$$

так как $\kappa_{p\alpha} > \kappa_p$.

При определении $\kappa_{p\alpha}$ надо иметь в виду, что при $\alpha < 1$ симметрия полугрупп витков, лежащих под обоими полюсами, нарушается, и для каждой полугруппы витков будет свой $\kappa_{p\alpha}$.

Однако учитывать изменение $\kappa_{p\alpha}$ надо лишь при к. з. в первых от нейтрали витках, поскольку здесь будет наибольшая погрешность при подсчете $E_{ф\alpha}$ по выражению (1).

Третье обстоятельство заключается в том, что при перемещении места к. з., например от точки H до точки П (фиг. 1), значение α увеличивается, а вслед за ним возрастает первый член правой части выражения

$$x_\alpha = \alpha x_c + \alpha^2 x_{об},$$

чего не должно быть, так как x_c представляет собой сопротивление пазовой части. Этим вносится дополнительная неточность в определение т. к. з. опять-таки, если не выполнено условие о кратности числа αw четверти витка. Чтобы избежать ошибки при любом значении α, следует находить э. д. с. и сопротивления по отдельным участкам цепи к. з., имея перед собой схему обмотки статора.

Зависимость сопротивлений генератора от значения α

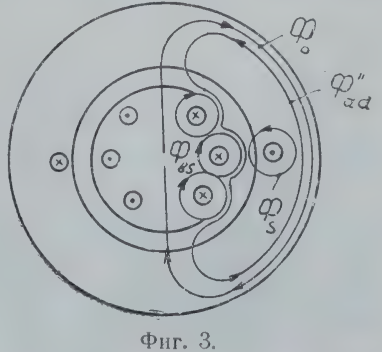
Активное сопротивление r.

Активное сопротивление фазы генератора имеет небольшую величину. Например, у турбогенератора Т2—100—2 оно равно 0,00216 *ом* при 75°. Активное сопротивление следует учитывать при определении т. к. з. при повреждении вблизи нейтрали. Оно может определяться по выражению

$$r_\alpha = \alpha r.$$

Индуктивное сопротивление $x_{об}$, соответствующее по току реакции статора.

Зависимость индуктивного сопротивления замкнувшейся части фазы от α является сложной и учесть ее, как это видно из дальнейшего, можно только приближенно. Выясним это, рассмотрев упрощенную картину магнитных потоков, соответствующую начальному моменту к. з.



Фиг. 3.

До возникновения короткого замыкания существует поток в воздушном зазоре Φ_0 и поток рассеяния обмотки возбуждения $\Phi_{вs}$ (фиг. 3). Появляющийся ток короткого замыкания создает магнитный поток, который можно разделить на поток реакции статора Φ''_{ad} и потоки рассеяния Φ_S. Поток Φ''_{ad} проходит по статору, воздушному зазору, а также по путям рассеяния успокоительной системы и обмотки возбуждения ротора. Потоки рассеяния Φ_S охватывают пазовую и лобовую части обмотки статора.

Согласно [1], можно ориентировочно принять, что поток продольной реакции представляет собой общий поток, сцепляющийся со всей обмоткой каждой фазы. Имея в виду, что основными сопротивлениями для него являются воздушный зазор и пути рассеяния, можно написать

$$x''_{об} = \omega L''_{об} = \omega w^2 \lambda''_{об}, \tag{3}$$

где $\lambda''_{об}$ — магнитная проводимость для потока продольной реакции статора.

На основании выражения (3) можно предполагать, что сопротивление $x''_{об}$ имеет квадратичную зависимость от числа замкнувшихся витков αw. В целом получается аналогия с изменением сопротивления последовательно соединенных катушек, охватывающих общий магнитопровод и имеющих по одному витку, т. е.

$$x''_{об\,\alpha} = \omega (\alpha w)^2 \lambda''_{об} = \alpha^2 x''_{об} = \alpha^2 (x''_d - x_s). \tag{4}$$

Соответственно для переходного и установившегося режима имеем

$$x'_{об\,\alpha} = \alpha^2 (x'_d - x_s), \tag{5}$$

$$x_{об\,\alpha} = \alpha^2 (x_d - x_s) = \alpha^2 x_{ad}. \tag{6}$$

Индуктивное сопротивление x_n, соответствующее потоку пазового рассеяния.

Поток рассеяния обмотки статора Φ_S делится на следующие слагающие:

1) поток пазового рассеяния; 2) поток рассеяния лобовых частей; 3) поток зубцового рассеяния; 4) поток рассеяния в фазных зонах или поток поясового рассеяния [7].

Согласно [8], обусловленная последними двумя слагающими доля всего сопротивления рассеяния x_s составляет только 3 %, и поэтому они ниже не рассматриваются.

Поток рассеяния поперек каждого паза статора можно рассматривать существующим отдельно от таких же потоков соседних пазов [8]. Поэтому при однослойной обмотке изменение числа замкнувшихся витков статора подобно изменению числа последовательно соединенных одновитковых катушек, не имеющих общего магнитопровода [1]. Это позволяет принять, что в этом случае индуктивное сопротивление обмотки, лежащей в пазах, линейно зависит от α, т. е.

$$x_{n\alpha} = \alpha x_n. \tag{7}$$

Здесь x_n — сопротивление всей пазовой части обмотки одной фазы.

Но такое выражение, как было указано выше, правильно отражает действительную зависимость x_α от α лишь при целом числе витков или дробном, но кратном 0,25.

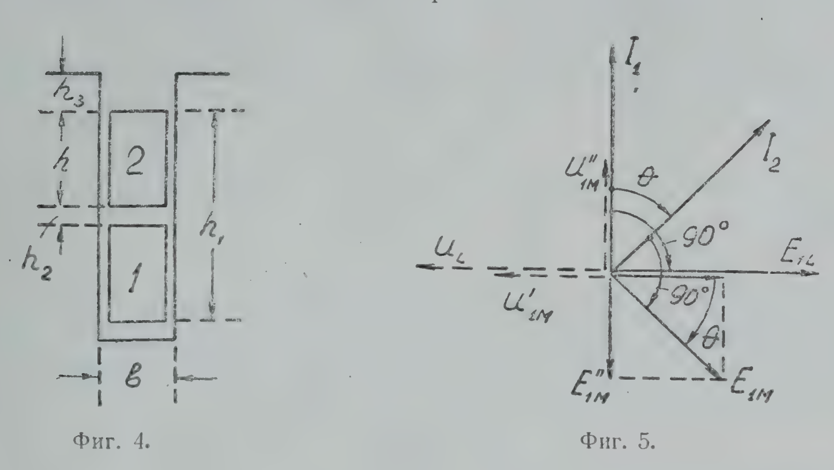
В современных турбогенераторах применяются исключительно двухслойные петлевые обмотки с укороченным шагом с целым числом пазов на полюс и фазу [6,9]. Выражения для подсчета индуктивного сопротивления пазовой части такой обмотки можно найти, например, в [4, 7, 8, 9]. Ниже приводится одна из них, взятая из [9]:

$$x_n = \kappa_x \frac{2pl}{Z} \cdot \frac{3\beta + 1}{4} \cdot \frac{h_1 + 3h_3}{3b}, \%, \tag{8}$$

где при соединении фаз в звезду

$$\kappa_x = 0{,}407 \left(\frac{w}{10}\right)^2 \frac{I}{pU},$$

l — активная длина статора в *см*,
β — относительный шаг обмотки,
I, U — ток и напряжение статора,
w — число витков одной фазы.
Остальные обозначения см. на фиг. 4.



Фиг. 4. Фиг. 5.

Так как в пазу находятся два стержня, то число пазов статора равно $Z = 3w$, если обмотка не имеет параллельных ветвей.

Подставив выражения для Z и κ_x в (8), получим

$$x_n = 2{,}26 \cdot 10^{-4} \frac{I}{U} l(3\beta + 1) \frac{h_1 + 3h_3}{8} w = c \cdot w. \tag{9}$$

Откуда следует, что x_n прямо пропорционален числу витков фазы w. Это, казалось бы, дает основание находить значение $x_{n\alpha}$, как и для однослойной обмотки, по выражению [7]. Однако, идя этим путем, можно получить ошибку, особенно при к. з. в первых от нейтрали витках. Дело в том, что в пазу лежат два стержня, находящиеся в неодинаковых условиях и принадлежащие различным виткам.

Коэффициенты само- и взаимоиндукции стержней можно найти по выражениям (см. фиг. 4):

$$L_1 = \mu_0 \frac{4h + 3h_2 + 3h_3}{3b} l, \tag{10}$$

$$L_2 = \mu_0 \frac{h + 3h_3}{3b} l, \tag{11}$$

$$M = \mu_0 \frac{h + 2h_3}{2b} l. \tag{12}$$

Например, у одного турбогенератора соотношения между коэффициентами, подсчитанными по (10—12), оказались следующие:

$$L_1 : L_2 : M = 100 : 23{,}9 : 48{,}4.$$

Э. д. с. само- и взаимоиндукции E_L и E_M, возникающие в каждом из стержней, сдвинуты по фазе на угол Θ так же, как и токи в стержнях (фиг. 5). Для определения эквивалентной индуктивности, например первого стержня, разложим э. д. с. взаимоиндукции

$$E_{1M} = -\omega M I_2$$

на слагающие

$$E'_{1M} = -\omega M I_2 \cos\Theta; \qquad E''_{1M} = -\omega M I_2 \sin\Theta.$$

Напряжение, приложенное к концу стержня, должно иметь слагающие

$$U_L = -E_{1L}; \qquad U'_{1M} = -E'_{1M}; \qquad U''_{1M} = -E''_{1M}.$$

Первые две слагающие можно учесть простым суммированием, а именно:

$$U_L + U'_{1M} = \omega (L + M\cos\Theta) I_1,$$

так как I_1 и I_2 равны по абсолютной величине. Третья слагающая по своему характеру соответствует активному падению напряжения, совпадая по фазе с током I_1. Она может быть учтена введением в схему замещения генератора фиктивного сопротивления

$$r_{ф} = \omega M \sin\Theta.$$

Исходя из этого, можно написать:

$$U''_{1M} = \omega M I_1 \sin\Theta = r_{ф} I_1.$$

Углы сдвига по фазе Θ между токами в верхнем и нижнем стержнях паза зависят от сокращения шага [8]. Они одинаковы во всех пазах лишь при трех значениях шага: τ, $2/3\,\tau$, $1/3\,\tau$. При этом углы сдвига соответственно равны 0°, 60° и 120°.

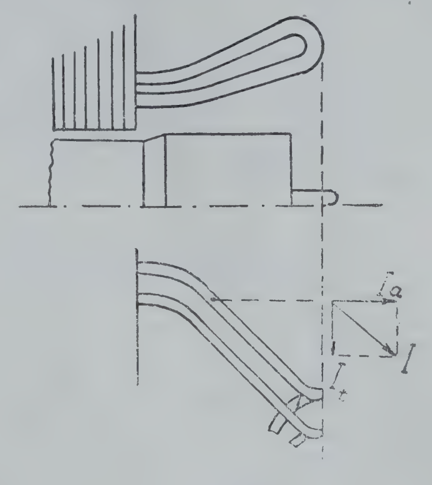
При промежуточных значениях шага равенства углов уже нет. Для выяснения этого следует на схеме обмотки статора показать направления токов, начиная от нейтрали. Например, для одного генератора этим способом выяснено, что у каждой группы витков в восьми пазах $\Theta = 0$, в четырех пазах $\Theta = +60$ и последних четырех пазах он равен -60. При внутреннем к. з. токи в обоих слоях каждого паза протекают не при любом расположении места повреждения, а только при определенном удалении его от нейтрали, что можно проследить по схеме обмотки. Поэтому сопротивление, найденное по выражению [7], будет значительно отличаться от действительного вследствие отсутствия э. д. с. взаимоиндукции. Отсюда следует, что при малых значениях α нужно находить сопротивление для некоторых пазов и витков по отдельности. Отметим, кроме того, что для получения возможно больших т. к. з. у нейтрали к последней должен примыкать верхний стержень с меньшей индуктивностью пазовой части.

Индуктивное сопротивление $x_л$, соответствующее потоку рассеяния лобовых частей.

Обычно статор турбогенератора имеет корзиночные лобовые соединения, располагающиеся в конических поверхностях [6, 7]. Часть их показана на фиг. 6, взятой из [4]. Длина лобовых частей у гене-

раторов, мощностью 12÷50 *мгва*, составляет 54—32 % длины витка обмотки статора. Доля сопротивления, обусловленного потоками рассеяния вокруг этих частей, равна приблизительно 65 % от всего сопротивления рассеяния. Поэтому очевидна важность ыяснения зависимости $x_л$ от α.

Токи в проводниках (фиг. 6) можно разложить на аксиальные I_a и тангенциальные слагающие I_t. Первые из них создают вращающийся поток, подобно тому, как это происходит в воздушном зазоре. Для тангенциальных токов лобовые части представляют систему кольцевых проводников, охватываемых своими полями [7]. К этому надо добавить, что в лобовых соединениях находятся в непосредственной близости друг с другом проводники, обтекаемые токами, сдвинутыми по фазе на неодинаковые углы.



Фиг. 6.

На поля рассеяния и, следовательно, на $x_л$, в частности, оказывают влияние сокращение шага обмотки и материал стали бандажа ротора.

Картина магнитного поля вокруг лобовых соединений является сложной, вследствие чего учет рассеяния в этом месте генератора оказывается более трудным, чем в пазовых частях. Этим, видимо, объясняется расхождение в результатах, даваемых различными формулами при подсчете $x_л$ даже для всей фазы в целом.

По мере уменьшения α все большее число проводников оказывается без тока и сильней искажается первоначальная картина полей рассеяния, опираясь на которую были выведены формулы для сопротивления фазы в целом. Поэтому выражение для $x_{л\alpha}$ будет давать значения со все возрастающей погрешностью по мере приближения к наиболее важной области около нейтрали. Представляется целесообразным при малых значениях α использовать другой путь расчета сопротивления, например описанный в [10] метод участков, с учетом особенностей лобовых частей (конфигураций, наличия взаимоиндукции между соседними проводниками и т. д.).

Выводы

1. Как указывают сами авторы метода [1], предлагаемые ими выражения для определения э. д. с. и индуктивного сопротивления верны лишь в первом приближении.

2. В настоящей статье выяснено следующее: 1) э. д. с. и индуктивные сопротивления определяются по выражениям (1, 2) с наименьшей точностью при коротком замыкании в витках, расположенных у нейтрали; 2) для избежания ошибки при любом значении α следует находить э. д. с. и сопротивления по отдельным участкам цепи к. з.; 3) сопротивление пазовой части обмотки статора может быть найдено для случая трехфазного к. з. достаточно точно, если учитывается токораспределение в схеме обмотки; 4) необходимо дальнейшее уточнение вопроса о подсчете при $\alpha < 1$ сопротивления, связанного с существованием потоков рассеяния лобовых частей статора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Марголин Н. Ф. и Чернин А. Б. Метод расчета токов при внутренних замыканиях в синхронных генераторах, 1937.

2. Костров М. Ф., Соловьев И. И., Федосеев А. М. Основы техники релейной защиты. ГЭИ, 1944.

3. Федосеев А. М. Релейная защита электрических систем. ГЭИ, 1952.

4. Бергер А. Я. Турбогенераторы. Часть II, ОНТИ, 1937.

5. Пиотровский Л. М. Электрические машины. ГЭИ, 1940.

6. Постников И. М. Проектирование электрических машин. ГИТЛ, УССР, 1952.

7. Алексеев А. Е. и Костенко М. П. Турбогенераторы, ГЭИ. 1939.

8. Бергер А. Я., Сысоев В. И. и Васильев В. А. Основные элементы новейшей теории синхронной машины. ОНТИ, 1936.

9. Комар Е. Г. Вопросы проектирования турбогенераторов. ГЭИ, 1955.

10. Калантаров П. Л. и Нейман Л. Р. Теоретические основы электротехники. ГЭИ, 1951.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

МЕТОДЫ ПОДСЧЕТА РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ, ПОТРЕБЛЯЕМОЙ АСИНХРОННЫМИ МАШИНАМИ

Н. В. ЛИСЕЦКИЙ

(Представлено научно-методическим семинаром электромеханического факультета)

В ряде расчетов, связанных с построением графиков реактивной мощности, определением потерь в сетях, определением мощности компенсирующих устройств и т. п., необходимо знать зависимость реактивной мощности, потребляемой асинхронными машинами, от их загрузки. Указанная зависимость должна быть получена как можно точнее, так как асинхронные машины потребляют около 60 % реактивной мощности системы [1].

Наиболее точная зависимость между активной и реактивной мощностями для асинхронных машин может быть получена из круговых диаграмм. Однако этот метод связан с громоздкими графическими построениями, и поэтому им пользуются сравнительно редко. Обычно подсчет реактивной энергии, потребляемой асинхронными машинами, производят по следующей приближенной форме [1]

$$Q = S_{ква} \left\{ \frac{\alpha_{xx}}{100} \left[0{,}7 \frac{U}{U_{ном}} + 0{,}3 \left(\frac{U}{U_{ном}} \right)^5 \right] + \frac{x_p}{100} \left(\frac{P}{P_н} \right) \right\}, \quad (1)$$

где $S_{ква}$ — полная номинальная мощность двигателя в *ква*;

α_{xx} — процент тока холостого хода при номинальном напряжении;

x_p — процент суммарного реактивного сопротивления рассеяния статора и ротора, отнесенного к полной мощности.

Расчет по указанной формуле, как будет показано ниже, дает большие погрешности. В связи с этим целесообразно найти более точную зависимость между активной и реактивной мощностями асинхронной машины, не требующую громоздких построений или вычислений. Такая зависимость может быть получена непосредственно из круговой диаграммы, построенной для уточненной по методу академика М. П. Костенко схемы замещения асинхронной машины с вынесенной на ее зажимы цепью намагничивания. Уточненная схема замещения и круговая диаграмма, построенная для нее, приведены на фиг. 1.

На основании круговой диаграммы фиг. 1 положение концов векторов токов в осях I_a''', I_p'' может быть выражено известным уравнением круга

$$I_a^2 + I_p^2 = \frac{U_ф^2}{4\,x^2}, \quad (2)$$

где I_a и I_p — соответственно активная и реактивная составляющие тока в фазе;

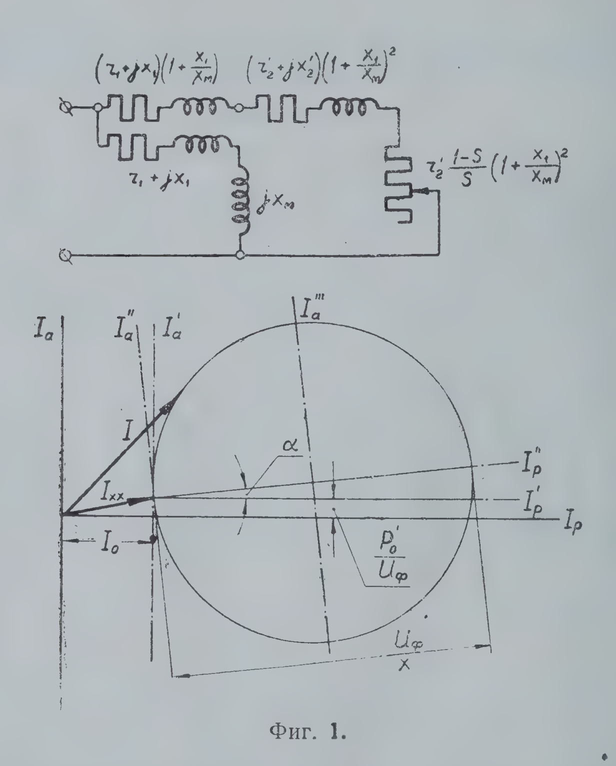
$U_ф$ — фазное напряжение на зажимах машины;

x — полное приведенное индуктивное сопротивление фазы асинхронной машины с поправками академика М. П. Костенко [2], определяемое из выражения

$$x = x_1\left(1 + \frac{x_1}{x_м}\right) + x_2'\left(1 + \frac{x_1}{x_м}\right)^2,$$

где x_1 и x_2' — соответственно индуктивные сопротивления рассеяния фазы статора и ротора, приведенные к обмотке статора,

$x_м$ — индуктивное сопротивление намагничивающей цепи.



Фиг. 1.

Для получения зависимости $I_p = f(I_a)$ необходимо уравнение (2) привести к осям I_p, I_a (фиг. 1). Для этого сначала переносим ось I_a''' в положение I_a'' (фиг. 1). В осях I_a'', I_p'' уравнение **(2)** запишется

$$I_a^2 + \left(I_v - \frac{U_ф}{2x}\right)^2 = \frac{U_ф^2}{2x^2} \quad \text{или}$$

$$I_a^2 + I_p^2 - 2I_p\frac{U_ф}{2x} + \frac{U_ф^2}{4x^2} = \frac{U_ф^2}{4x^2}.$$

После приведения подобных членов имеем

$$I_a^2 + I_p^2 - \frac{U_ф I_p}{x} = 0. \qquad (3)$$

Полученное уравнение приводим к осям I'_a, I'_p (фиг. 1), для чего поворачиваем оси координат I''_a, I''_p на угол α в сторону, противоположную вращению векторов; при этом уравнение (3) запишется:

$$(I_a \cos\alpha - I_p \sin\alpha)^2 + (I_a \sin\alpha + I_p \cos\alpha)^2 -$$

$$- \frac{U_\phi}{x} (I_a \sin\alpha + I_p \cos\alpha) = 0.$$

Преобразуя полученное уравнение, имеем:

$$I_a^2 \cos^2\alpha - 2 I_a I_p \sin\alpha\cos\alpha + I_p^2 \sin^2\alpha + I_a^2 \sin^2\alpha +$$

$$+ 2 I_a I_p \sin\alpha\cos\alpha + I_p^2 \cos^2\alpha - \frac{U_\phi}{x} (I_a \sin\alpha + I_p \cos\alpha) = 0,$$

$$I_a^2 + I_p^2 - \frac{U_\phi}{x} (I_a \sin\alpha + I_p \cos\alpha) = 0. \tag{4}$$

Согласно данным академика М. П. Костенко [2]

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{2 I_o r_1}{U_\phi},$$

где I_o — намагничивающая составляющая тока холостого хода;
r_1 — активное сопротивление фазы статора и
U_ϕ — фазное напряжение на зажимах машины.

Угол α будет очень мал ввиду того, что величина падения напряжения в активном сопротивлении статора от намагничивающей составляющей тока холостого хода ($I_o r_1$) много меньше фазного напряжения U_ϕ. На основании этого с достаточной для практики точностью можно считать, что

$$\operatorname{tg}\alpha = \sin\alpha = \frac{2 I_o r_1}{U_\phi} \quad \text{и} \cos\alpha = 1.$$

При таком допущении уравнение (4) запишется

$$I_a^2 + I_p^2 - \frac{U_\phi}{x} \left(I_a \frac{2 I_o r_1}{U_\phi} + I_p \right) = 0.$$

Сдвигая ось I'_a влево на величину намагничивающей составляющей тока холостого хода I_o, а ось I'_p вниз на величину активной составляющей тока холостого хода $\frac{P'_o}{U_\phi}$ (здесь P'_o — мощность потерь холостого хода, отнесенная к одной фазе), переходим к осям I_a и I_p и получаем аналитическую зависимость, связывающую реактивный и активный ток асинхронной машины

$$\left(I_a - \frac{P'_o}{U_\phi} \right)^2 + (I_p - I_o) - \frac{U_\phi}{x} \left[\left(I_a - \frac{P'_o}{U_\phi} \right) \frac{2 I_o r_1}{U_\phi} + \right.$$

$$\left. + (I_p - I_o) \right] = 0. \tag{5}$$

Разделяя переменные и решая полученное квадратное уравнение относительно $(I_p - I_o)$, имеем:

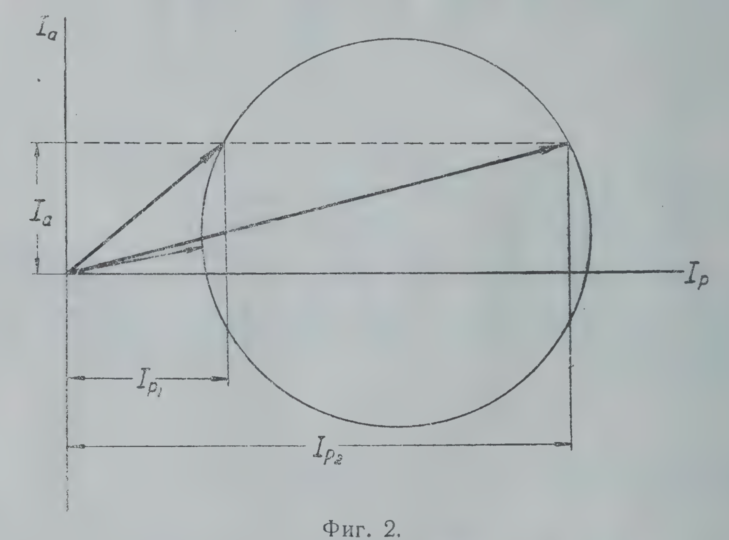
$$(I_p - I_o)^2 - \frac{U_ф}{x}(I_p - I_o) + \left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф}\right)\left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф} - 2\,I_o\,\frac{r_1}{x}\right) = 0,$$

$$I_p - I_o = \frac{U_ф}{2\,x} \pm \sqrt{\frac{U_ф^2}{4\,x^2} - \left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф}\right)\left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф} - 2\,I_o\,\frac{r_1}{x}\right)},$$

$$I_p = I_o + \frac{U_ф}{2\,x} \pm$$

$$\pm\sqrt{\frac{U_ф^2}{4\,x^2} - \left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф}\right)\left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф} - 2\,I_o\,\frac{r_1}{x}\right)}. \qquad (6)$$

Как видно из уравнения (6), каждой активной составляющей тока соответствуют два значения реактивной составляющей. Это с физической стороны объясняется векторной диаграммой фиг. 2.



Фиг. 2.

Из фиг. 2 видно, что большее значение реактивной составляющей тока относится к неустойчивому режиму асинхронной машины, поэтому при дальнейшем рассмотрении берем только одно значение, соответствующее устойчивому режиму, а именно:

$$I_v = I_o + \frac{U_ф}{2\,x} -$$

$$-\sqrt{\left(\frac{U_ф}{2\,x}\right)^2 - \left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф}\right)\left(I_a - \frac{P'_o}{U_ф} - 2\,I_o\,\frac{r_1}{x}\right)}. \qquad (7)$$

Если теперь правую и левую часть уравнения (7) помножить на $3\,U_ф$, получим

$$Q = Q_o + \frac{U^2}{2\,x} - \sqrt{\left(\frac{U^2}{2\,x}\right)^2 - (P - P_o)\left(P - P_o - 2Q_o\,\frac{r_1}{x}\right)}, \qquad (8)$$

где Q — полная реактивная мощность, потребляемая машиной;

Q_0 — реактивная мощность холостого хода;

U — линейное напряжение, подведенное к машине;

P_0 — потери активной мощности при холостом ходе;

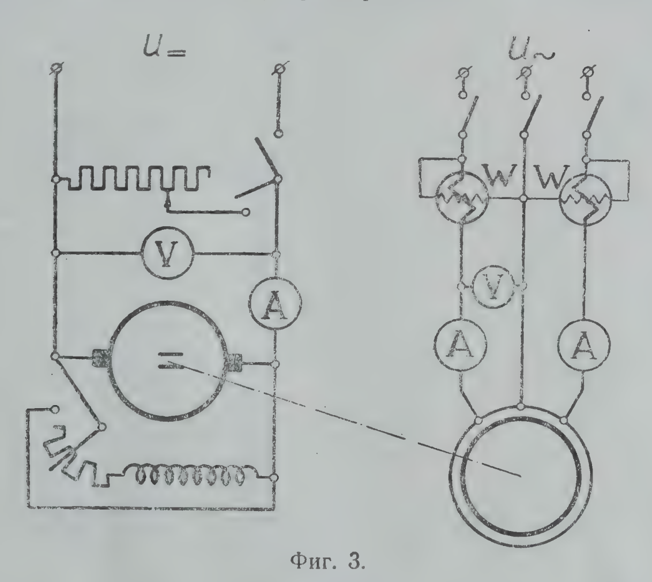
P — мощность, потребляемая из сети при работе двигателем и отдаваемая в сеть при работе генератором;

r_1 — активное сопротивление фазы статора;

x — полное индуктивное сопротивление рассеяния фазы асинхронной машины, приведенное к обмотке статора, с поправками академика М. П. Костенко.

Для оценки точности уравнений (1) и (8) сравнивались реактивные мощности, подсчитанные по указанным уравнениям, с полученными из опыта. Опыты проводились как для случая работы асинхронной машины двигателем, так и для случая ее работы в генераторном режиме (при отрицательных скольжениях). В качестве подопытного был принят асинхронный двигатель мощностью 2,8 *квт* на напряжение 380/220 *в*.

Двигателями, имеющими мощность такого порядка, оборудованы современные многомоторные станки, применяющиеся во многих отраслях промышленности. Поэтому зависимость между активной и реактивной мощностями, полученная для данного двигателя, в большей мере, чем для более крупной машины, будет соответствовать аналогичной зависимости для целого предприятия.



Фиг. 3.

Для проведения опыта была собрана схема, показанная на фиг. 3. Асинхронная машина запускалась двигателем и нагружалась изменением сопротивления реостата в цепи якоря машины постоянного тока, работающей генератором. Затем машина постоянного тока приключалась к источнику питания и изменением сопротивления в цепи обмотки возбуждения переводилась в двигательный режим. Скорость ее вращения увеличивалась выше синхронной скорости, и этим асинхронная машина переводилась в генераторный режим и отдавала в сеть активную мощность, одновременно потребляя реактивную мощность, необходимую для ее намагничивания.

Активная мощность, потребляемая или отдаваемая асинхронной машиной, при различных режимах и нагрузках измерялась ваттметра-

ми, включенными в цепь статора. Реактивная мощность вычислялась по известной формуле

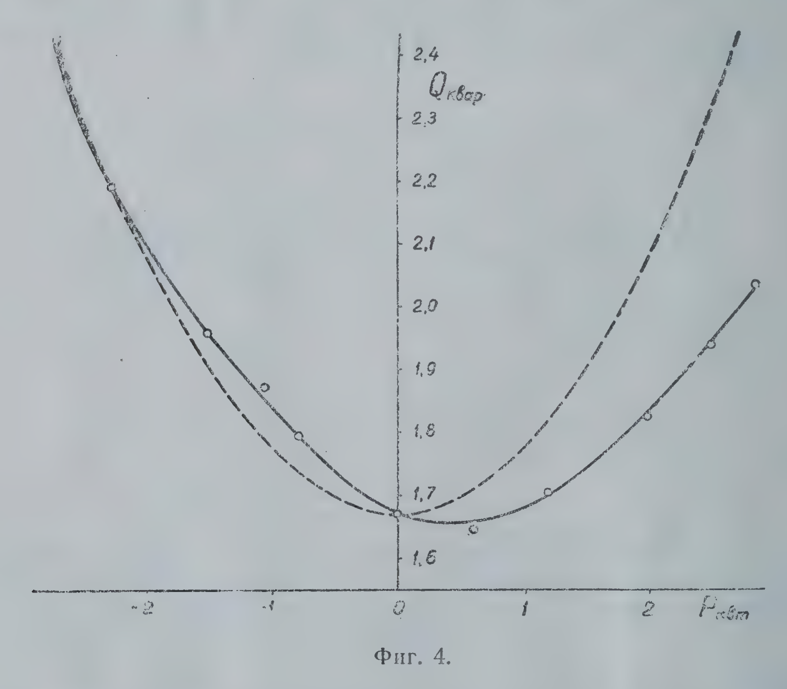
$$Q = \sqrt{S^2 - P^2},$$

где Q — реактивная мощность, потребляемая из сети;
P — активная мощность, потребляемая из сети или отдаваемая в сеть;
S — кажущаяся мощность, равная

$$S = \sqrt{3}\, UI,$$

где U — линейное напряжение, подведенное к асинхронной машине;
I — ток, замеряемый амперметрами, в цепи статора.

Кривые, изображенные на фиг. 4, показывают зависимость между активной и реактивной мощностями для асинхронной машины, полученную различными методами. Сплошной линией показана зависимость, полученная при помощи уравнения (8), пунктирной — зависимость, полученная при помощи уравнения (1), и кружками отмечены точки, полученные экспериментальным путем.



Фиг. 4.

Рассматривая кривые фиг. 4, легко заметить, что выражение (1) дает увеличенные значения реактивной мощности при работе асинхронной машины двигателем и уменьшенные значения при работе ее генератором. Наибольшая погрешность в определении реактивной мощности при помощи уравнения (1) получается при номинальной загрузке асинхронной машины, работающей в режиме двигателя. Для проведенного опыта эта погрешность составила 20 % по отношению к реактивной мощности, определенной из опыта.

Уравнение (8) дает более точные данные по сравнению с уравнением (1), но оно не дает зависимости реактивной мощности холостого хода машины от изменения подведенного к статору напряжения.

Эта зависимость связана с кривой намагничивания, поэтому точное аналитическое выражение ее невозможно. Однако величина реактивной мощности холостого хода составляет 30—40 % от полной реактивной мощности, потребляемой асинхронной машиной [1], и изменяется в зависимости от напряжения в пределах 40—170 %, поэтому неучет ее изменения может привести к недопустимо большим ошибкам.

Для практических расчетов указанная зависимость может быть получена на основании уравнения (1) и указаний, данных в литературе [1], и записана следующим уравнением

$$Q_o = Q_{он}\left[0{,}7\frac{U}{U_н} + 0{,}3\left(\frac{U}{U_н}\right)^5\right]\frac{U}{U_н}, \qquad (9)$$

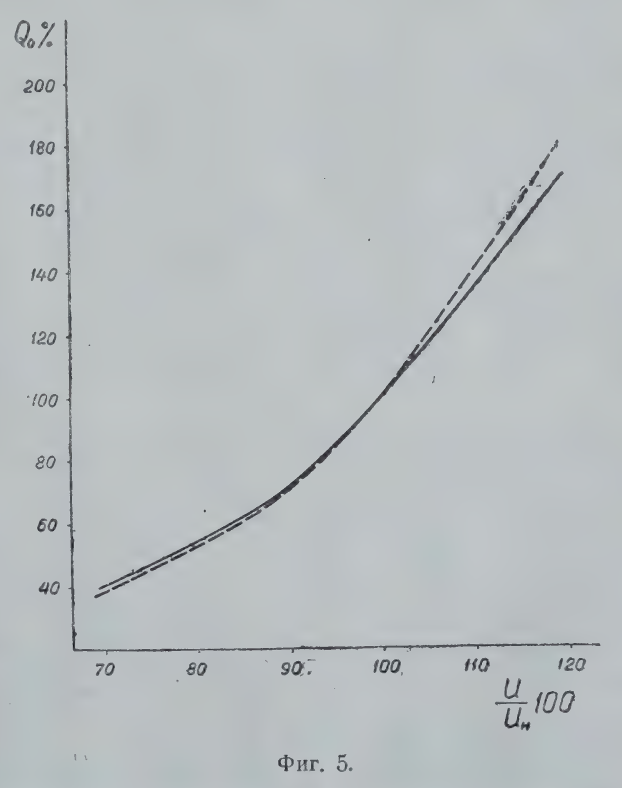
где Q_o — реактивная мощность холостого хода при напряжении, отличном от номинального;

$Q_{он}$ — реактивная мощность холостого хода при номинальном напряжении;

$U_н$ и U — номинальное и приложенное к статору машины напряжение.

Для проверки точности выражения (9) испытуемый двигатель подключался к изменяющемуся напряжению. Никакой механической нагрузки, кроме трения в подшипниках и о воздух, двигатель не нес. Напряжение на зажимах статора изменялось от 70 до 120 % от номинального напряжения, что соответствовало случаям, имеющим место в практике.

Кривые зависимости реактивной мощности холостого хода асинхронной машины от подведенного напряжения показаны на фиг. 5. Кривая, проведенная сплошной линией, соответствует указанной зависимости, определенной опытным путем. Кривая, проведенная пунктирной линией, показывает аналогичную зависимость, построенную при помощи уравнения (9).



Фиг. 5.

Как видно из кривых фиг. 5, расчетные реактивные мощности холостого хода при снижении напряжения получаются несколько меньшими, чем действительные, а при повышении напряжения несколько большими. Однако расхождение расчетной и экспериментальной кривых в рабочем диапазоне колебаний напряжений весьма незначительно.

На основании всего вышеизложенного можно сделать следующие выводы.

1. Подсчет реактивной мощности, потребляемой асинхронными машинами, в зависимости от их нагрузки необходимо проводить как можно точнее.

2. Наиболее точную зависимость между активной и реактивной мощностями для асинхронных машин дают круговые диаграммы и выведенное на их основании уравнение (8).

3. При подключении асинхронных машин к напряжениям, отличным от номинальных, или при колебаниях напряжений следует учитывать изменение реактивной мощности холостого хода, что можно сделать при помощи уравнения (9).

4. Уравнением (1) можно пользоваться только для ориентировочных расчетов, не связанных с капитальными сооружениями и режимами работы ответственных сетей.

ЛИТЕРАТУРА

1. Маркович И. М. Энергетические системы и их режимы, Госэнергоиздат, 1952.
2. Пиотровский Л. М. Электрические машины, Госэнергоиздат, 1949.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

О КВАЗИЛИНЕЙНЫХ И КВАЗИРЕЛАКСАЦИОННЫХ АВТОКОЛЕБАНИЯХ В ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ

В. М. РИККОНЕН

(Представлено научно-методическим семинаром электромеханического факультета)

В связи с распространением сложных схем электромашинной автоматики в настоящее время все большее значение приобретают вопросы изучения колебательных явлений и устойчивости систем в отношении возникновения колебательных явлений и, в частности, в системе генератор—двигатель.

Как известно, анализ сложных схем автоматического регулирования проводится методами и различными критериями устойчивости теории автоматического регулирования. Колебательные явления или периодические режимы систем регулирования определяются существующими в системе нелинейностями; наблюдаемое в практике большое разнообразие возникающих периодических движений в системах объясняется как количеством и видом этих нелинейных характеристик, так и местом расположения их в структурной схеме системы.

Рассматривая явление колебаний в системах регулирования как нежелательный и осложняющий факт, часто ограничиваются нахождением частоты возможных колебаний и критериями устойчивости системы, не затрагивая физической картины или природы данного явления.

Если обратиться к теории электрических машин и теории электропривода, то переходные процессы в системе Г—Д с учетом различных нелинейных характеристик были и остаются в настоящее время еще нерешенными научными проблемами. По этому поводу действительный член Академии наук Армянской ССР А. Г. Иосифьян писал [1]: „Как известно, теоретические основы исследования переходных процессов основываются на методах анализа поведения систем, требующих решения нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих нестационарные процессы в электрических цепях, и дифференциальных уравнений, описывающих процессы, связанных с движением инерционных масс.

Для облегчения методов анализа обычно пренебрегают нелинейными параметрами цепей токов, исключают из рассмотрения явление насыщения, потери на вихревые токи, гистерезис..., а также исключают переменную скорость движущихся масс. Линеаризация уравнений является результатом чрезвычайных математических трудностей, возникающих при решении этих уравнений в общем виде.

Между тем такие важные для практики величины, как время переходного режима, амплитуда колебаний, число предельных циклов колебаний, анализ потерь при этих колебаниях, явления самораскачивания и автоколебаний, весьма сильно зависят от нелинейных параметров электрических цепей и от движущихся с ускорением механических масс. Следовательно, основное внимание исследователей должно быть направлено на область анализа переходных процессов с учетом нелинейных параметров".

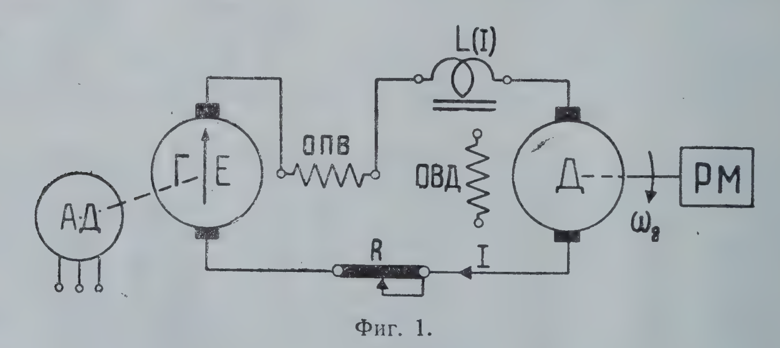
Проблема решения переходных процессов в системах с учетом основных нелинейностей ставится в различных областях техники, например, в электроприводе, теоретической электротехнике и т. д. В теории электрических машин для решения нелинейных проблем применяются методы последовательных интервалов, различные методы линеаризации нелинейных характеристик, численные и графоаналитические методы.

Однако существуют специальные методы теории нелинейных колебаний, разработанные в основном советскими учеными-физиками академиками Мандельштамом, Папалекси и Андроновым, с помощью которых возможно объяснить ряд существенно важных свойств системы, о которых упоминает А. Г. Иосифьян.

Система генератор—двигатель является основной частью схемы электромашинной автоматики, а потому вопросы возникновения свободных колебаний в данной системе и физика явления автоколебаний в ней являются весьма актуальными.

Вполне естественно при решении возникающих задач воспользоваться указаниями теории нелинейных колебаний, в которой решаются вопросы нахождения предельных циклов автоколебаний, явления самораскачивания системы, вскрывается физическая картина данного явления.

Поскольку в теории электрических машин и в теории электропривода автоколебания почти не изучались, то исследование проще начать с рассмотрения простейшей системы, в качестве которой возьмем систему генератор последовательного—двигатель независимого возбуждения (фиг. 1).



Фиг. 1.

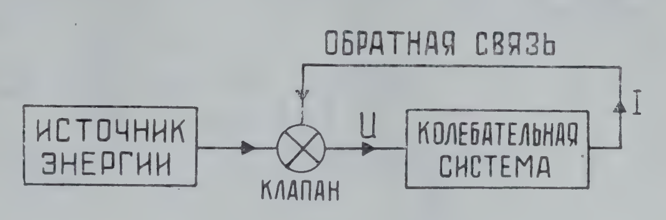
Здесь АД—первичный двигатель, источник энергии;
Г—ОПВ—генератор последовательного возбуждения;
L(I)—переменная или постоянная индуктивность;
Д—ОВД—двигатель независимого возбуждения.

В теории колебаний автоколебательные системы имеют структурную схему вида (фиг. 2).

Источник энергии в автоколебательной системе должен существовать в той или иной форме, поскольку во всякой реальной колебательной системе происходит рассеяние энергии колебательного кон-

тура и для поддержания установившихся периодических движений необходимо пополнение запаса энергии в контуре. Роль обратной связи заключается в воздействии на „клапан“, открывающий доступ энергии в систему.

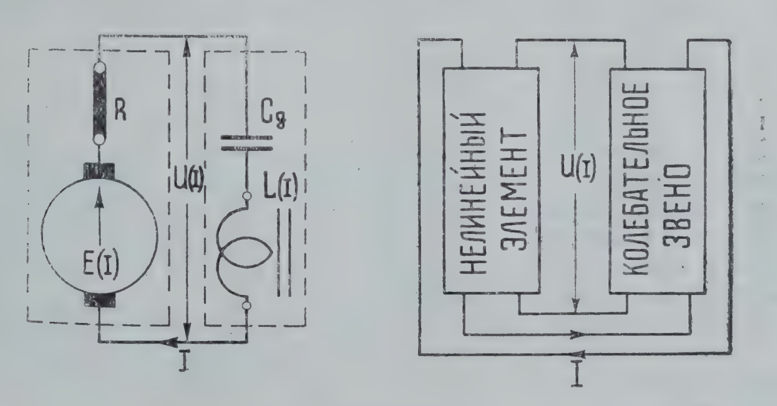
Такая изолированная от внешних воздействий система (автономная) обладает свойством саморегулирования притока энергии, и все свойства свободных движений в системе будут объясняться только особенностями самой системы.



Фиг. 2.

Принятую нами систему Г—Д (фиг. 1) можно представить структурной схемой, аналогичной фиг. 2, если выделить колебательное звено, состоящее из индуктивности, обязанной потокосцеплениям по всему контуру Г—Д, и электродинамической емкости вращающегося двигателя—$C_д$. В общем случае и индуктивность и емкость такого колебательного звена будут зависеть от „интенсивности“ процесса, т. е. от величины протекающего тока и движущихся с ускорением маховых масс, и, следовательно, колебательный контур будет нелинейным.

Нелинейность характеристики генератора благодаря насыщению магнитной системы представится в структурной схеме нелинейным элементом, играющим роль ограничителя нарастания колебаний. Таким образом, мы получаем фиг. 3, аналогичную фиг. 2.



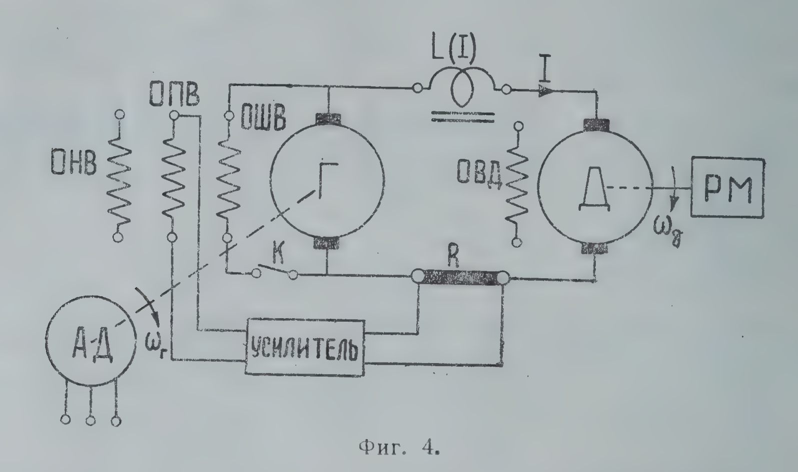
Фиг. 3.

Роль клапана играет обмотка последовательного возбуждения генератора, обтекаемая током контура Г—Д и вместе с тем выполняющая функцию обратной положительной связи по току.

В электромашинной автоматике встречаются более сложные схемы, в которых имеются обратные связи по току, напряжению и обратные связи по скорости, подаваемые на обмотки управления генератора или электромашинного усилителя. Кроме этих обмоток возбуждения могут быть обмотки независимого возбуждения или задающие обмотки (фиг. 4).

Если из схемы фиг. 4 удалить ОНВ—обмотку независимого возбуждения и ОШВ — обмотку шунтовую, то при определенном коэффициенте усиления по току и положительной обратной связи мы получим взятую нами схему (фиг. 1).

Ампервитки ОНВ и ОШВ изменяют автоколебательные свойства системы, но принципиально методика исследования и физика явления должны остаться прежними.



Фиг. 4.

Для цепи Г—Д уравнение равновесия напряжений будет

$$\frac{d\psi}{dt}+IR+2\Delta U_{щ}+E_{д}=E_a(I), \qquad (1)$$

где R—общее активное сопротивление цепи;

$2\Delta U_{щ}$—падение напряжения в щеточных контактах на генераторе и двигателе;

$E_{д}$—противо-э.д.с. двигателя;

$E_a(I)$—внутренняя характеристика генератора.

Основной нелинейностью в контуре Г—Д будем считать нелинейность $E_a(I)$; остальные коэффициенты уравнения (1), как электродинамическая емкость и индуктивность, могут быть приняты постоянными при определенных условиях. В самом деле при включении в контур большой линейной индуктивности потокосцепление по контуру Г—Д представится слабо нелинейной кривой $\psi(I)$, которую можно заменить спрямленной характеристикой.

Для нелинейности кривой $E_a(I)$ применим аппроксимацию полиномом третьей степени, учитывающую характерную нелинейность намагничивания

$$E_a(I)=\alpha' I-\beta' I^3. \qquad (2)$$

Данная аппроксимация часто принимается в теории нелинейных колебаний для характеристик с насыщением и дает возможность „при помощи простых математических выкладок получить легко обозримые и вместе с тем с качественной стороны достаточно близко совпадающие с экспериментальными данными результаты“ [2].

Принимая $M_s=0$, получим уравнение Даламбера в форме

$$I\frac{d\omega}{dt}=C_м.I. \qquad (3)$$

Приняв сказанные допущения и продифференцировав по времени уравнение (1), с учетом выражения (3) мы получим:

$$L\frac{d^2I}{dt^2}+(R-\alpha'+3\beta' I^2)\frac{dI}{dt}+\frac{C_e' C_м}{j}.I=0. \quad (4)$$

При анализе электромеханических переходных процессов в основном подлежат рассмотрению ток в системе и скорость вращения двигателя. Поскольку $I=\frac{j}{C_м}\cdot\frac{d\omega}{dt}$ (3), то (4) представится так:

$$L\frac{d^2\omega}{dt^2}+\left[R-\alpha'+\beta_1\left(\frac{d\omega}{dt}\right)^2\right]\frac{d\omega}{dt}+K.\omega=0, \quad (5)$$

где

$$\beta_1=\beta'\left(\frac{j}{C_м}\right)^2, \qquad K=\frac{C_e' C_м}{j}.$$

В уравнении (5) можно выделить линейное колебательное звено, которому присуща круговая частота контура

$$h_o=\sqrt{\frac{C_e' C_м}{jL}}. \quad (6)$$

Выражение $\frac{j}{C_e' C_м}=C_д$ играет роль электродинамической емкости, физический смысл которой заключается в накоплении кинетической энергии вращающимся приводом.

Так как $C_м=K_1\Phi_д$ и $C_e'=K_2\Phi_д$, где $\Phi_д$ — поток возбуждения двигателя, то частота линейного контура

$$h_o\equiv\Phi_д \quad и \quad C_д\equiv\frac{1}{\Phi_д^2}. \quad (7)$$

Для анализа полученного уравнения (5) необходимо выразить его в относительных единицах. Эта необходимость объясняется не столько удобствами и упрощениями, которые появляются при пользовании относительными единицами, сколько тем, что теория нелинейных колебаний широко использует метод сравнения различных коэффициентов в уравнениях. Понятно, что такое сравнение возможно производить только для величин, имеющих одну размерность или выраженных в безразмерной форме.

В системе относительных единиц, как известно, все величины должны быть приведены к одному звену, номинальные величины которого берутся за базисные. В данном случае удобно взять за базисные значения номинальные данные исследуемого двигателя

$$E_н=I_н.R_н=C_e'\omega_н.$$

Для выражения индуктивности потокосцепление по всему контуру Г—Д необходимо привести к обмотке якоря, номинальное потокосцепление которого $\Phi_{д.н}.W_{я.д}$ возьмем за базисное.

В относительных единицах

$$e_a(i)=\alpha i-\beta i^3; \qquad \psi(i)=l_д i.$$

Тогда уравнение (4) запишется так:

$$\xi l_{\partial} \frac{d^2 i}{dt^2} + (r - \alpha + 3\beta i^2) \frac{di}{dt} + \frac{C_м C_e'}{J R_н} i = 0, \tag{8}$$

где

$$\xi = \frac{W_{яд} \Phi_{дн}}{E_н} = \frac{W_{яд} . \Phi_{дн} . \pi a}{p . \omega_н . W_{яд} \Phi_{дн}} = \frac{\pi a}{p . \omega_н} \ [сек]. \tag{9}$$

Если теперь за единицу времени взять собственную частоту линейного контура $\tau = h_o t$, то получим в безразмерных единицах

$$\frac{di^2}{d\tau^2} + \frac{1}{\xi l_{\partial} h_o} (r - \alpha + 3\beta i^2) \frac{di}{d\tau} + i = 0. \tag{10}$$

Для уравнения (5) соответственно получим

$$\frac{d^2 \omega}{d\tau^2} + \frac{1}{\xi l_{\partial} h_o} \left[r - \alpha + \frac{\beta}{(\xi l_{\partial} h_o)^2} \left(\frac{d\omega}{d\tau} \right)^2 \right] \frac{d\omega}{d\tau} + \omega = 0. \tag{11}$$

Величину $\xi l_{\partial} h_o$ можно назвать волновым сопротивлением контура в безразмерных единицах. В самом деле,

$$\xi l_{\partial} h_o = \xi l_{\partial} \sqrt{\frac{C_м C_e'}{J \varepsilon l_{\partial} R_н}} = \sqrt{\frac{\xi l_{\partial}}{C_{\partial} R_н}} = \frac{1}{R_н} \sqrt{\frac{L_{\partial}}{C_{\partial}}} = \rho. \tag{12}$$

Для консервативного колебательного контура, полученного из (11), когда второй член равен 0, имеем:

$$\frac{1}{2} \left(\frac{d\omega}{d\tau} \right)^2 + \frac{1}{2} \omega^2 = C. \tag{13}$$

Это равенство выражает закон сохранения энергии для идеального консервативного контура.

В дальнейшем анализ уравнения (11) мы проводим качественными методами с помощью построения интегральных кривых на фазовой плоскости согласно теории [2,3].

Согласно равенству (13) энергия консервативного контура остается постоянной и, следовательно, движение в этом случае изображается окружностью, радиус-вектор которой

$$r = \sqrt{2W}, \tag{14}$$

где $2W$—удвоенная энергия консервативного контура.

На фазовой плоскости по оси абсцисс откладываем значения ω, по оси ординат — значения $\frac{d\omega}{d\tau}$.

Для нахождения величины тока в системе относительных единиц имеем равенство

$$i = \frac{\dot{\omega}}{\rho}. \tag{15}$$

Действительно,

$$\dot{\omega} = \frac{d\omega}{d\tau} = \frac{C_м I_н}{h_o J . \omega_н} i = \sqrt{\frac{C_м C_e \xi l_{\partial} R_н}{J R_н^2}} . i = \frac{1}{R_н} \sqrt{\frac{L_{\partial}}{C_{\partial}}} i = \rho . i.$$

Таким образом, решением уравнения (11) будут являться интегральные кривые на фазовой плоскости, дающие представление о движении в системе; интересующие нас скорость вращения двигателя и ток в системе с учетом равенства (15) найдутся как проекции изображающей точки на координатные оси.

Режим установления квазилинейных автоколебаний

Уравнение (11) перепишем в следующей форме:

$$\frac{d^2\omega}{d\tau^2}+\frac{1}{\rho}\left[r-\alpha+\frac{\beta}{\rho^2}\left(\frac{d\omega}{d\tau}\right)^2\right]\frac{d\omega}{d\tau}+\omega=0. \tag{16}$$

Построение интегральных кривых по уравнению (16) возможно проделать или способом изоклин или методом Льенара [2,4].

В данном случае диссипативный член уравнения является нелинейной функцией от производной переменной $\dot{\omega}$, поэтому возможно применить метод Льенара, значительно упрощающий построение интегральных кривых [3,4].

Для этого метода необходимо построить изоклину горизонтальных касательных, по которой производится построение уже самих интегральных кривых. Если принять $x=\omega$, $y=\frac{d\omega}{d\tau}$, то из (16) получим систему уравнений

$$\left.\begin{aligned}&\frac{dy}{d\tau}+\frac{1}{\rho}\left[r-\alpha+\frac{\beta}{\rho^2}y^2\right].y+x=0.\\&\frac{dx}{d\tau}=y.\end{aligned}\right\}. \tag{17}$$

Уравнение интегральных кривых на фазовой плоскости получим, если исключим время, разделив первое уравнение на второе

$$\frac{dy}{dx}=\frac{-\frac{1}{\rho}\left[r-\alpha+\frac{\beta}{\rho^2}y^2\right]y-x}{y}. \tag{18}$$

Уравнение изоклины горизонтальных касательных получим из условия $\frac{dy}{dx}=0$, что дает нам

$$x=\frac{1}{\rho}(\alpha-r)\,y-\frac{\beta}{\rho^3}y^3. \tag{19}$$

Это уравнение кубической параболы. Зная коэффициенты α, r, β и ρ, мы строим в относительных единицах по уравнению (19) изоклину горизонтальных касательных на фазовой плоскости.

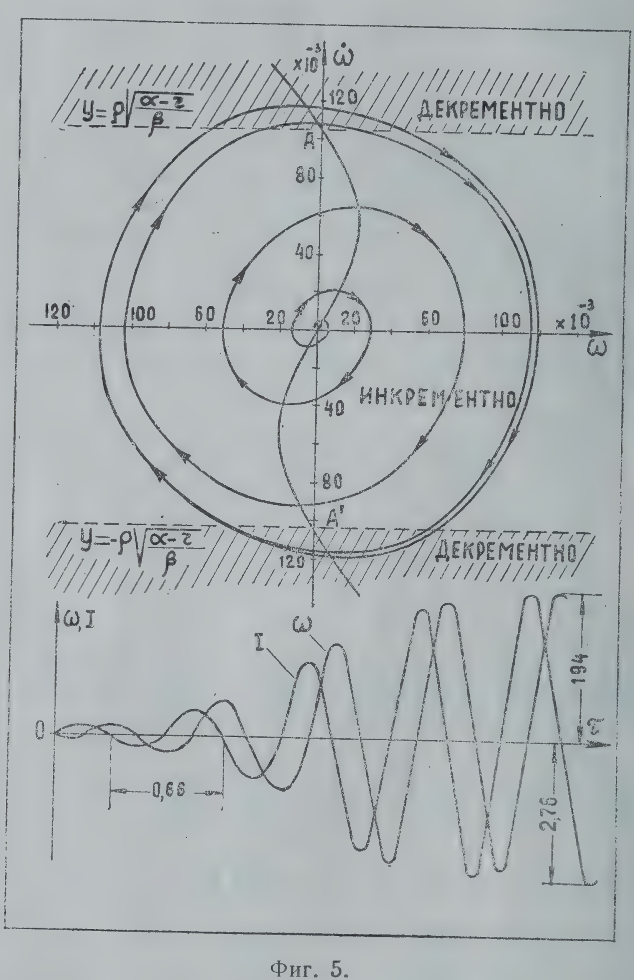
Уравнение разделяющей кривой [3], разграничивающей инкрементные и декрементные области фазовой плоскости, получим из условия

$$2\varepsilon\varphi(y)=\frac{1}{\rho}\left(r-\alpha+\frac{\beta}{\rho^2}y^2\right)=0, \tag{20}$$

откуда разделяющие прямые получат выражение

$$y = \pm \rho \sqrt{\frac{\alpha - r}{\beta}}. \tag{21}$$

На фиг. 5 построена изоклина горизонтальных касательных по (19), с помощью которой построены интегральные кривые на фазовой плоскости, дающие полную качественную и количественную картину поведения системы.



Фиг. 5.

Для получения интересующих нас скорости вращения двигателя и тока в системе в функции времени производим построение по точкам согласно формуле [5]

$$\Delta t_i = \int\limits_{x_i}^{x_{i+1}} \frac{dx}{y} = \frac{x_{i+1} - x_i}{y_{i+1} - y_i} \ln \frac{y_{i+1}}{y_i}. \tag{22}$$

Из фиг. 5 видно, что при малых значениях коэффициента $\frac{\alpha - r}{\rho}$

в формуле (19) изоклина горизонтальных касательных мало отклоняется от оси ординат. Это можно достичь за счет увеличенного активного сопротивления контура Г—Д или же за счет большого значения волнового сопротивления контура. При этом получается так называемое „мягкое" самовозбуждение системы без каких-либо внешних возмущающих воздействий.

В начальной стадии самораскачивания при незначительных амплитудах в инкрементной области происходит накопление энергии в колебательном контуре. Радиус-вектор с увеличением энергии в системе увеличивается сначала незначительно, затем спираль разворачивается быстрее—поступление энергии в контур достигает максимума; в дальнейшем увеличение радиуса-вектора замедляется, изображающая точка приближается к предельному циклу, который характеризуется тем, что за период колебания энергия контура остается постоянной. Постоянство энергии при установившемся периодическом движении в системе объясняется тем, что изображающая точка дважды за период проходит по инкрементной области и дважды—по декрементной, в которой происходит уменьшение радиуса-вектора, так как энергия контура в последней области рассеивается.

Естественно, при установившемся движении в течение периода должен соблюдаться баланс энергии, поступающей в контур, и энергии, теряемой контуром.

Форма автоколебаний в этом случае мало отличается от гармонического движения, поскольку изоклина горизонтальных касательных близко располагается от оси ординат; в данном случае автоколебания носят название квазилинейных.

С увеличением коэффициента $\frac{\alpha - r}{\rho}$ изоклина горизонтальных касательных больше отходит от ординаты; это означает большие количества энергии, поступающей в инкрементной области; система при этом должна глубже заходить в декрементную область фазовой плоскости с тем, чтобы соблюдался баланс энергии при автоколебаниях. Форма движения значительнее отклоняется от гармонического и, следовательно, в кривых тока и скорости появляются значительные гармонические составляющие высшего порядка.

Интересно определить количество энергии, которое поступает в контур и затем отдается колебательным контуром при автоколебаниях.

В уравнении (16) диссипативный член может быть обозначен так:

$$-\frac{1}{\rho}\left[r-\alpha+\frac{\beta}{\rho^2}\left(\frac{d\omega}{d\tau}\right)^2\right]\frac{d\omega}{d\tau}=2\varepsilon\varphi_1(\dot{\omega})\,\dot{\omega}=F_1(\dot{\omega}). \tag{23}$$

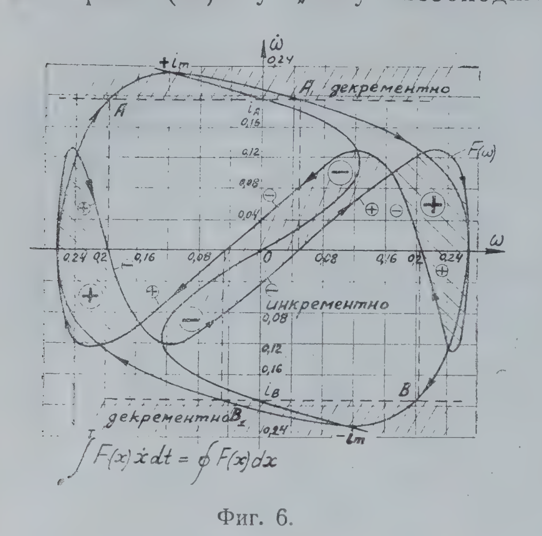
Если уравнение (13) означает постоянство энергии консервативного контура, то при автоколебаниях, когда в среднем за период наблюдается также постоянство энергии колебательного контура, работа „внешней" силы, приложенной к этому контуру, за период должна равняться 0.

Это записывается следующим образом:

$$W=\int_0^T 2\varepsilon\varphi_1(\dot{\omega})\,\dot{\omega}^2\,d\tau=\oint 2\varepsilon\varphi_1(\dot{\omega})\,\dot{\omega}\,d\omega=0, \tag{24}$$

что означает—интеграл по замкнутому контуру от диссипативного члена должен быть равен 0.

Как видно, значение силы определяется кривой горизонтальных касательных, которая является функцией только $\dot{\omega}$; для нахождения интеграла (24) эту „силу“ необходимо представить функцией ω. Это возможно сделать с помощью предельного цикла, устанавливающего связь между $\dot{\omega}$ и ω. На фиг. 6 показана построенная таким образом зависимость $F(\omega)$.



Фиг. 6.

Охватываемая этой кривой площадь есть энергия в масштабе принятых нами относительных единиц; контур, обходимый при движении изображающей точки по предельному циклу в направлении часовой стрелки, ограничивает площадь, равную энергии, поступающей в систему при прохождении инкрементной области (фиг. 6)—+; контур, обходимый против часовой стрелки, ограничивает площадь, дающую значение энергии, теряемой контуром в декрементной области —.

Естественно, что при установившемся режиме автоколебаний площади с + и — должны быть равными. На фиг. 6 хорошо видна как качественная, так и количественная сторона процесса автоколебаний в нашей системе.

При значительных коэффициентах $2\varepsilon = \dfrac{\alpha - r}{\rho}$ в системе возникают квазирелаксационные автоколебания, приобретающие характерную форму чисто релаксационных колебаний при $\varepsilon \to \infty$.

Для удобства анализа уравнения (16) проделаем линейные преобразования переменных подстановкой

$$x = \sqrt{\frac{\beta}{\rho^3 \, 2\varepsilon}}\,.$$

Таким образом, из (16) получим выражение

$$\ddot{x} - 2\varepsilon[1 - \dot{x}^2]\,.\,\dot{x} + x = 0. \tag{25}$$

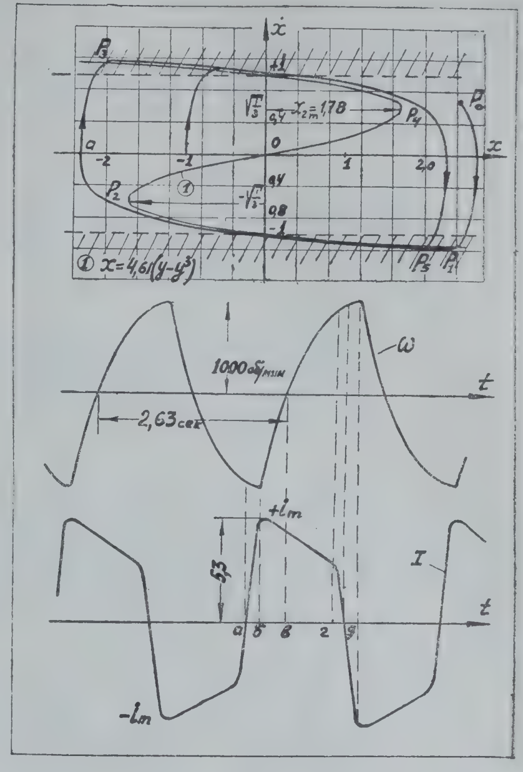
Уравнение изоклины горизонтальных касательных

$$x_1 = 2\varepsilon\,(1 - y^2)\,.\,y. \tag{26}$$

На фиг. 7 построена изоклина при $2\varepsilon = 4{,}61$, а по ней построен предельный цикл.

Благодаря тому, что $2\varepsilon \gg 1$, движение в системе резко декрементно или резко инкрементно во всех областях фазовой плоскости кроме поля направлений вблизи изоклины горизонтальных касательных. Предельный цикл наступает за первую четверть периода при любых начальных условиях. Здесь мы не видим прежнего явления самораскачивания, колебательное звено как бы теряет колебательные свойства.

Из точки P_0 изображающая точка почти скачком переходит вниз до пересечения с изоклиной горизонтальных касательных в точке P_1.



Фиг. 7.

Затем движение происходит вдоль нижней ветви изоклины горизонтальных касательных; в окрестности т. P_2 изображающая точка пойдет почти вертикально вверх до пересечения с верхней ветвью изоклины.

На фиг. 7 показаны интересующие нас кривые $\omega=f(t)$ и $I=\varphi(t)$, которые построены с помощью предельного цикла.

Как видно, форма кривых значительно отклоняется от гармонической и приобретает характерную пилообразную форму, присущую релаксационным колебаниям.

Такие автоколебания носят название квазирелаксационных.

Выводы

Методами теории нелинейных колебаний возможно разрешить ряд нелинейных задач, возникающих в практике электропривода.

В простейшей системе Г—Д периодические движения свободной системы или автоколебания могут быть двух видов в зависимости от величины коэффициента $\frac{\alpha-r}{\rho}$ в нелинейном уравнении; при одном и том же ускоряющем напряжении в системе могут возникнуть или квазилинейные или квазирелаксационные автоколебания; при установившемся режиме возможно установить энергетику автоколебаний.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Г. Иосифьян. Научные проблемы отечественного электромашиностроения, Электричество, № 7, 1955.

2. А. А. Андронов, С. Э. Хайкин. Теория колебаний, ОНТИ, 1937.

3. К. Ф. Теодорчик. Автоколебательные системы, изд. 3, 1952.

4. Дж. Стокер. Нелинейные колебания в механических и электрических системах, ИИЛ, Москва, 1953.

5. Под ред. д. т. н. Поливанова. Физические основы электротехники, Госэнергоиздат, ИИЛ 1950.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

К ВОПРОСУ ОБ УРАВНОВЕШИВАНИИ ПЛЕЧ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В. С. КОЛЕСНИКОВ, И. Д. КУТЯВИН

В последние годы в Советском Союзе проведена большая исследовательская работа по усовершенствованию дифференциальной защиты силовых трансформаторов. Серьезно повысило селективность защиты внедрение в практику насыщающихся вспомогательных трансформаторов и автотрансформаторов (БНТ, ВТН). Еще более эффективным представляется применение трансформаторных реле с торможением и с насыщающимися элементами (РНТ, МЗТ, ДЗТ), которые были предложены в последнее время А. Д. Дроздовым.

Заслуживает внимания то обстоятельство, что почти все исследования, касающиеся дифференциальной защиты трансформаторов, совершенно не затрагивают вопроса уравновешивания плеч защиты. В то время давно является очевидным, что соотношение параметров плеч дифференциальной защиты трансформаторов оказывает существенное влияние на величину тока небаланса, а следовательно, на селективность ее работы.

В настоящее время на кафедре электрических станций, сетей и систем Томского политехнического института проводятся теоретические и экспериментальные исследования эффективности уравновешивания плеч дифференциальной защиты трансформаторов. Работа разделена на ряд этапов. В настоящей статье приводятся результаты исследований установившегося режима.

Так как в настоящее время находят применение в эксплуатации не только новые виды дифференциальных защит трансформаторов, но и защиты без применения насыщающихся элементов, представляет интерес провести анализ схем как старых, так и новых типов защит

Вывод условия равновесия плеч дифференциальной защиты трансформатора при установившемся режиме

Рассмотрим принципиальную схему дифференциальной защиты силового трансформатора с соединением обмоток Y/Y—12 (фиг. 1).

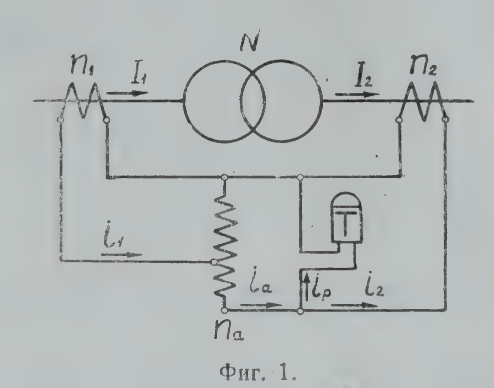
I_1 и I_2—первичный и вторичный токи силового трансформатора;
i_1 и i_2—вторичные токи трансформаторов тока;
i_{01} и i_{02}—токи намагничивания трансформаторов тока;
i_a и i_{oa}—вторичный ток и ток намагничивания автотрансформатора;
N; n_1; n_2; n_a—коэффициенты трансформации силового трансформатора,

трансформаторов тока и автотрансформатора, причем:

$$n_a = N \frac{n_2}{n_1}.$$

Величиной тока намагничивания силового трансформатора можно пренеберечь, в связи с чем имеет место равенство

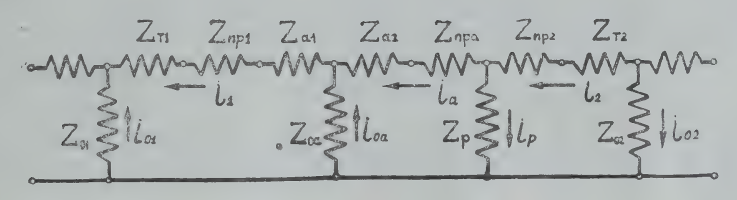
$$I_1 = N I_2.$$



Фиг. 1.

Вторичная цепь дифференциальной защиты, изображенной на фиг. 1, может быть представлена в виде схемы замещения, показанной на фиг. 2.

Так как автотрансформатор работает в режиме короткого замыкания, его можно рассматривать как обычный трансформатор с сопротивлениями первичной и вторичной обмоток, уменьшенными в $\left(1 - \frac{1}{n_a}\right)$ раз [1].



Фиг. 2.

z_{T_1} и z_{T_2} — сопротивления вторичных обмоток трансформаторов тока;

z_{np1} и z_{np2} — сопротивление соединительных проводов от трансформатора тока до автотрансформатора либо до отпайки на реле;

z_{a1} и z_{a2} — сопротивления обмоток трансформатора, эквивалентного автотрансформатору;

z_{npa} — сопротивление соединительных проводов от отпайки на реле до автотрансформатора;

z_{01} и z_{02} — сопротивления ветвей намагничивания трансформаторов тока;

z_{oa} — сопротивление ветви намагничивания автотрансформатора.

Обозначим:

$$z_{T1} + z_{np1} + z_{a1} = z_1, \tag{1}$$

$$z_{T2} + z_{np2} = z_2, \tag{2}$$

$$z_{a2} + z_{npa} = z_3. \tag{3}$$

В виду того, что при установившемся режиме $z_{oa} \gg z_3$, принимаем $z_{oa} = \infty$. Учитывая это допущение, составим уравнение по второму закону Кирхгофа для контура вторичной цепи первого трансформатора тока:

$$E_{T1} = i_{01} \cdot z_{01} = i_1 \cdot z_1 + i_a \cdot z_3 \frac{1}{n_a}, \tag{4}$$

но
$$i_1 = (i_a + i_{oa}) \cdot n_a. \tag{5}$$

Подставив (5) в (4) получим:

$$i_{01} z_{01} n_a = (i_a + i_{oa}) z_1 n_a^2 + i_a z_3. \tag{6}$$

Решим последнее уравнение относительно i_a

$$i_a = \frac{n_a (i_{01} \cdot z_{01} - i_{oa} n_a z_1)}{n_a^2 z_1 + z_3}. \tag{7}$$

Рассмотрев аналогичным образом контур плеча второго трансформатора тока, найдем

$$i_2 = \frac{i_{02} z_{02}}{z_2}. \tag{8}$$

Ток в реле дифференциальной защиты (ток небаланса)

$$i_p = i_a - i_2. \tag{9}$$

Положив ток в реле равным нулю и используя выражения (7), (8) и (9), получим уравнение, выражающее условие равновесия плеч дифзащиты:

$$\frac{n_a (i_{01} z_{01} - i_{oa} n_a z_1)}{n_a^2 z_1 + z_3} = \frac{i_{02} z_{02}}{z_2} \tag{10}$$

При применении автотрансформаторов высокого класса, например ВУ—25, величиной тока намагничивания автотрансформатора можно пренебречь. В этом случае: $i_{oa} \cdot n_z z_1 = 0$ и

$$\frac{i_{01}}{n_a} = i_{02}. \tag{11}$$

В результате равенство (10) упростится:

$$\frac{n_a^2 z_{01}}{n_a^2 z_1 + z_3} = \frac{z_{02}}{z_2}. \tag{12}$$

При отсутствии автотрансформатора $n_a = 1$; $z_3 = 0$, соответственно получим:

$$\frac{z_{01}}{z_1} = \frac{z_{02}}{z_2}. \tag{13}$$

При соединении обмоток силового трансформатора по схеме Δ/Y—11, а обмоток трансформаторов тока на стороне треугольника в звезду и на стороне звезды в треугольник, сопротивление плеча защиты одной фазы со стороны трансформаторов тока, соединенных в Δ, будет равно:

$$z_2 = z_{T2} + 3 z_{np2} . \qquad (14)$$

В этом случае коэффициент трансформации автотрансформатора определится следующим выражением:

$$n_a = \frac{N n_2}{\sqrt{3}\, n_1} ,$$

а соотношение между токами намагничивания трансформаторов тока:

$$\frac{i_{01}}{n_a} = \frac{i_{02}}{\sqrt{3}} . \qquad (15)$$

Методика расчета оптимального соотношения сопротивлений плеч дифференциальной защиты трансформаторов

Уравновешивание плеч дифференциальной защиты силовых трансформаторов может быть произведено за счет соответствующего подбора сечений соединительных проводов цепи циркуляции дифзащиты. Для этой цели необходимо иметь типовые характеристики холостого хода для отдельных трансформаторов тока $E(I_0)$.

Задавшись минимально допустимым сечением соединительных проводов в цепи более мощного трансформатора тока и определив полное сопротивление этого плеча, можно подсчитать значение э. д. с. вторичной обмотки трансформатора тока. Применительно к схеме фиг. 1 э. д. с. вторичной обмотки первого трансформатора тока определится по формуле

$$E_1 = \frac{I_{1ном} k}{n_1} \left(z_1 + \frac{z_3}{n_a^2} \right), \qquad (16)$$

где $I_{1ном}$—номинальный ток первичной обмотки силового трансформатора,

k—кратность тока внешнего короткого замыкания.

Величины z_1 и z_3 подсчитываются по формулам (1) и (3).

Определив по кривой $E(I_0)$ величину тока намагничивания (i_{01}) первого трансформатора тока, подсчитываем, используя равенство (11), значение тока намагничивания (i_{02}) трансформатора тока, установленного в противоположном плече.

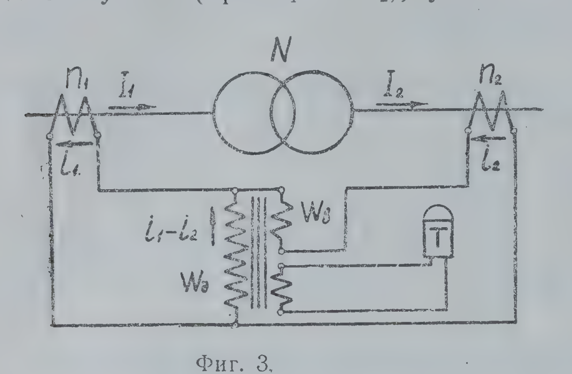
По кривой $E(I_0)$ находим величину э. д. с. второго трансформатора тока E_2, соответствующую величине i_{02} и подсчитываем, используя уравнение (12), оптимальное значение сопротивления плеча второго трансформатора тока

$$z_2 = \frac{E_2}{E_1} \frac{n_a^2 z_1 + z_3}{n_a} . \qquad (17)$$

При соединении обмоток силового трансформатора по схеме Δ/Y—11 и включении трансформаторов тока со стороны треугольника в звезду (индекс 1), а со стороны звезды в треугольник (индекс 2) порядок расчета не изменится. Однако соотношение между токами намагничивания определится выражением (15). Сопротивление плеча второго трансформатора тока, как и в предыдущем случае, находится по выражению (17).

Условие равновесия плеч дифференциальной защиты, выполненной с применением ВТН-561 с ЭТ-561

Очевидно, что в случае, когда выравнивающая обмотка ВТН не используется (при $n_1 = N n_2$), условие минимума тока небаланса будет определяться выражением (13). Методика и последовательность расчета будет подобна вышеизложенной.



Фиг. 3.

Рассмотрим схему дифференциальной защиты силового трансформатора для случая соединения обмоток Y/Y—12 и с использованием как дифференциальной, так и выравнивающей обмоток ВТН (фиг. 3).

Обозначения аналогичны принятым для фиг. 1, кроме того:

$w_д$ — число витков дифференциальной обмотки ВТН,

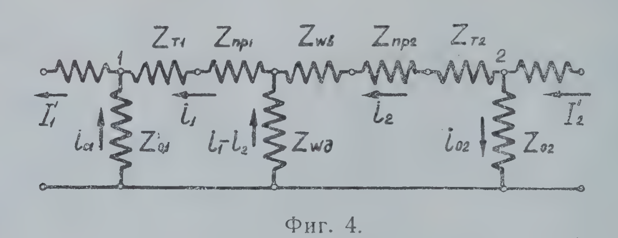
$w_в$ — число витков выравнивающей обмотки ВТН, $i_1 > i_2$.

Как известно, число витков выравнивающей обмотки определяется, исходя из равенства:

$$w_д (i_1 - i_2) = i_2 w_в. \tag{18}$$

Причем полученное расчетом количество витков выравнивающей обмотки округляется до целого числа.

При внешнем коротком замыкании ток в реле ЭТ-561 будет равен нулю в том случае, когда равен нулю магнитный поток в сердечнике ВТН. С учетом вышесказанного, для случая равновесия плеч (при $I_{нб} = 0$) будет справедлива схема замещения вторичной цепи дифференциальной защиты, изображенная на фиг. 4.



Фиг. 4.

Обозначения соответствуют принятым для фиг. 2, с учетом формул (1) и (2), кроме того:

$z_{wд}$ — сопротивление дифференциальной обмотки ВТН;

$z_{wв}$ — сопротивление выравнивающей обмотки ВТН.

Величиной тока намагничивания силового трансформатора пренебрегаем.

Применяя к узлам 1 и 2 первый закон Кирхгофа, найдем:

$$i_1 = I_1' - i_{01} = \frac{I_1}{n_1} - i_{01}, \tag{19}$$

$$i_2 = I_2' - i_{02} = \frac{I_1}{N n_2} - i_{02}. \tag{20}$$

Подставив выражения (19) и (20) в равенство (18), после ряда несложных преобразований найдем соотношение между токами намагничивания трансформаторов тока, обуславливающее минимум тока небаланса в реле ЭТ - 561.

$$i_{01} = i_{02} \frac{w_д + w_в}{w_д} + I_{ном} \cdot k \left[\frac{1}{n_1} - \frac{1}{N \cdot n_2} \cdot \frac{(w_д + w_в)}{w_в} \right]; \tag{21}$$

$$i_{02} = i_{01} \frac{w_д}{w_д + w_в} + I_{1ном} \cdot k \left[\frac{1}{Nn_2} - \frac{1}{n_1} \frac{w_д}{(w_д + w_в)} \right]. \tag{22}$$

Наличие падения напряжения на дифференциальной обмотке ВТН, которое возникает в связи с протеканием по ней тока $(i_1 - i_2)$, необходимо учитывать при определении нагрузки на трансформаторы тока.

В частности, при $i_1 > i_2$ наличие падения напряжения на дифференциальной обмотке эквивалентно увеличению нагрузки на первый трансформатор тока на величину

$$\Delta z_1 = z_{wд} \left(1 - \frac{n_1}{Nn_2} \right) \tag{23}$$

и уменьшению нагрузки на второй трансформатор тока на величину

$$\Delta z_2 = z_{wд} \left(\frac{Nn_2}{n_1} - 1 \right). \tag{24}$$

Методика и последовательность расчета оптимального соотношения сопротивлений плеч будут полностью аналогичны ранее изложенной, однако расчетные формулы несколько видоизменятся. Так, э. д. с. вторичной обмотки первого трансформатора тока определится по формуле:

$$E_1 = \frac{I_{1ном} k}{n_1} z_1, \tag{2 }$$

причем

$$z_1 = z_{T1} + z_{пр1} + \Delta z_1. \tag{26}$$

Величину тока намагничивания второго трансформатора тока следует определять по выражению (22). Полное сопротивление плеча второго трансформатора тока будет равно

$$z_2 = \frac{E_2}{E_1} \frac{Nn_2}{n_1} z_1, \tag{27}$$

причем:

$$z_2 = z_{T2} + z_{пр2} + z_{wв} - \Delta z_2. \tag{28}$$

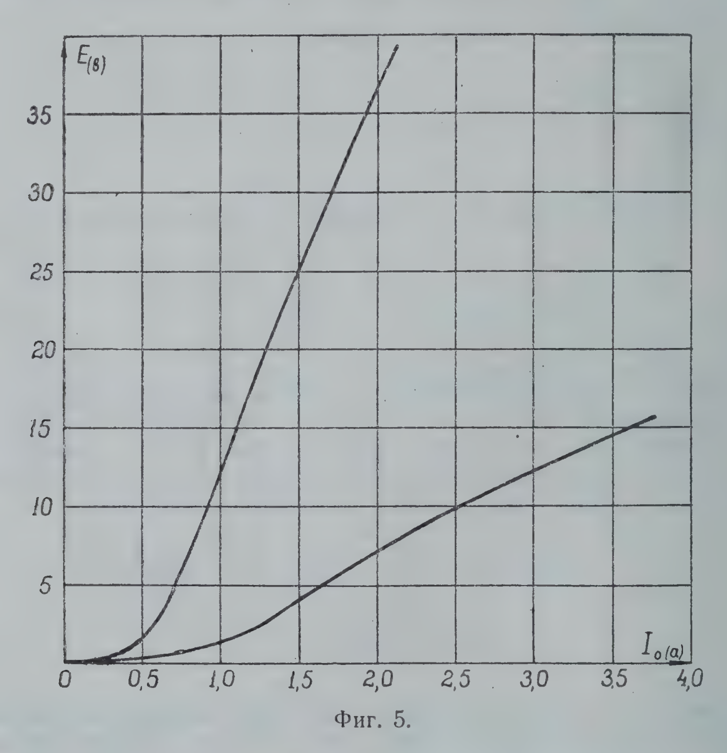
При соединении обмоток силового трансформатора по схеме Δ/Y—11 и при условии установки первого трансформатора тока со стороны треугольника величина тока намагничивания второго трансфор-

матора и сопротивление его плеча могут быть определены по следующим выражениям:

$$i_{02} = i_{01} \frac{w_д}{w_д + w_в} + I_{1ном} \cdot k \left[\frac{\sqrt{3}}{N n_2} - \frac{1}{n_1} \frac{w_д}{w_д + w_в} \right], \qquad (30)$$

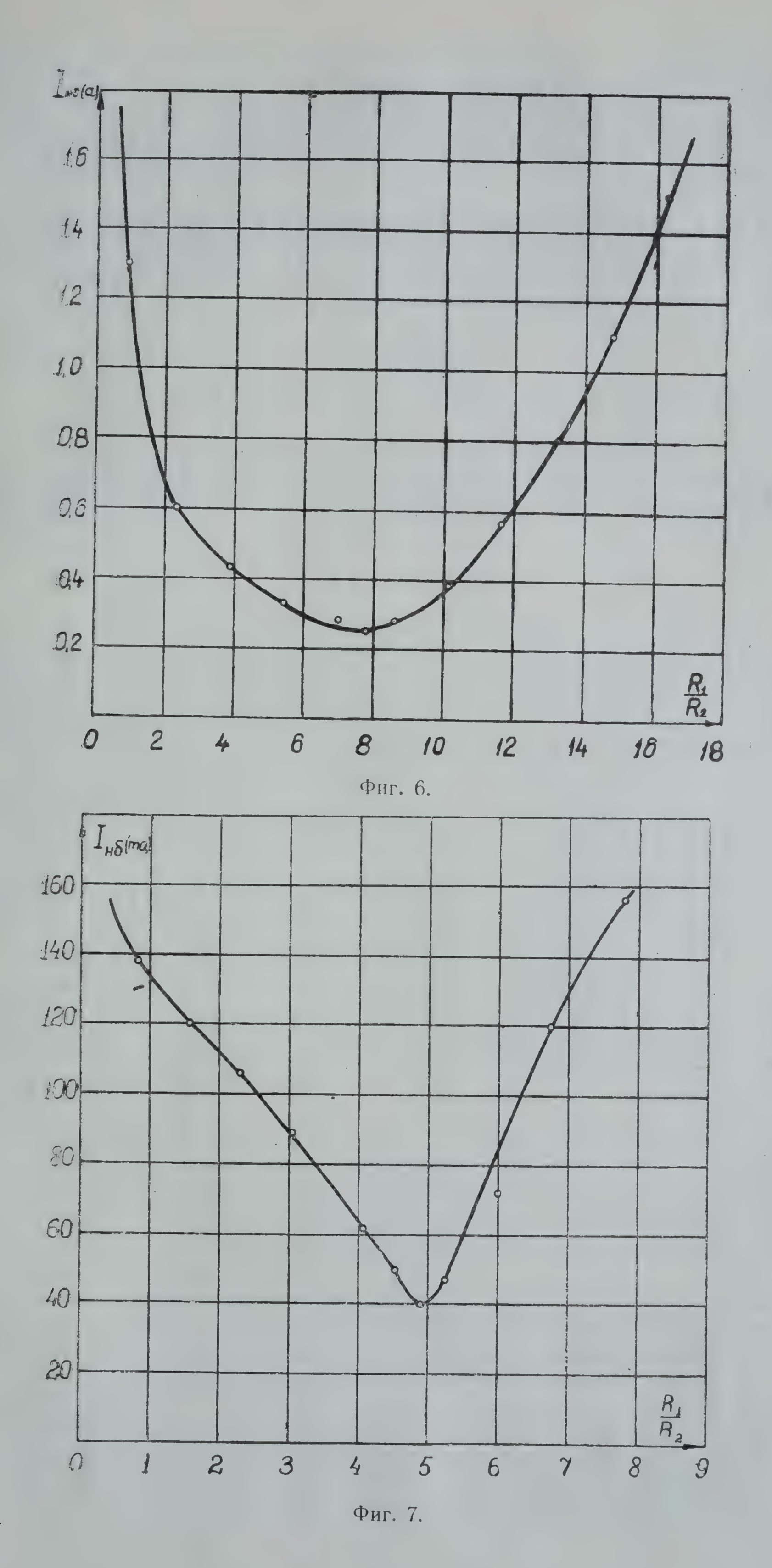
$$z_2 = \frac{E_2 N n_2}{E_1 \sqrt{3} n_1} \cdot z_1.$$

Экспериментальная проверка вышеизложенной методики расчета дала достаточно хорошие результаты. Для исследования были изготовлены трансформаторы из разных сортов стали (кривые зависимости $E(I_0)$ для одной из них представлены на фиг. 5) с различными числами витков вторичных обмоток, разными площадями сечений и длинами средних линий сердечников. Для выравнивания вторичных токов трансформаторов тока были использованы автотрансформатор ВУ-25 и насыщающийся трансформатор ВТН-561.



Фиг. 5.

В плечи цепи циркуляции последовательно вводились добавочные сопротивления различных величин. Значение тока, проходящего по первичным обмоткам трансформаторов тока, было подобрано таким образом, чтобы создать в сердечниках этих трансформаторов индукции, соответствующие прохождению 6—8-кратного тока сквозного короткого замыкания в реальной схеме дифференциальной защиты силового трансформатора. На фиг. 6 представлена кривая зависимости величины установившегося тока небаланса от соотношения сопротивлений плеч для одной из пар трансформаторов тока. На фиг. 7 приводится кривая зависимости величины установившегося тока небаланса в обмотке реле ЭТ-561 от соотношения сопротивлений плеч. Дифференциальная обмотка ВТН-561 имела при этом 20 витков.


$I_{нб(a)}$
1.6
1.4
1.2
1.0
0.8
0.6
0.4
0.2
$\frac{R_1}{R_2}$
0
2
4
6
8
10
12
14
16
18
Фиг. 6.

$I_{нб(ma)}$
160
140
120
100
80
60
40
20
$\frac{R_1}{R_2}$
0
1
2
3
4
5
6
7
8
9
Фиг. 7.

Проведенные теоретические и экспериментальные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Уравновешивание плеч дифференциальной защиты путем подбора оптимального соотношения сопротивлений плеч приводит к существенному снижению величины тока небаланса при внешних коротких замыканиях.

2. При наличии кривых зависимости $E(I_0)$ для трансформаторов тока, применяющихся в дифференциальных защитах, расчет оптимальных соотношений сопротивлений плеч может быть проведен достаточно просто по предлагаемой методике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пиотровский Л. М. Электрические машины. ГЭИ, 1949.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

О НЕКОТОРЫХ СВОЙСТВАХ ПРОДОЛЬНОЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ ГЕНЕРАТОРОВ, ВЫПОЛНЕННОЙ ПО СХЕМЕ С РАВНОВЕСИЕМ ВТОРИЧНЫХ Э. Д. С.

Л. В. БАГИНСКИЙ

(Представлено проф. докт. техн. наук И. Д. Кутявиным)

В последние годы осуществлен ряд мероприятий, направленных на повышение селективности и надежности продольной дифференциальной защиты генераторов. Важнейшее место среди этих мероприятий занимают применение быстронасыщающихся трансформаторов (б. н. т.) и повышение уставок реле с целью получения первичных токов срабатывания до $I_{1cp}=(1,3-1,5)\ I_{НГ}$. Последнее исключает возможность ложного действия защиты при повреждениях в ее цепях. Однако это мероприятие не в состоянии обеспечить селективность работы защиты при внешних коротких замыканиях, так как токи небаланса при этом могут достигать десятков ампер [1]. В практике уже зарегистрирован случай неселективного действия защиты при $I_{1cp}=1,2\ I_{НГ}$ при внешнем коротком замыкании [2].

Применение б. н. т. обеспечивает надежную отстройку от токов небаланса даже при $I_{1cp}<I_{НГ}$. Однако применяющаяся в настоящее время схема обладает свойством реагировать на повреждения в соединительных проводах. Таким образом, ни одно из этих мероприятий не может одновременно повысить надежность и селективность защиты.

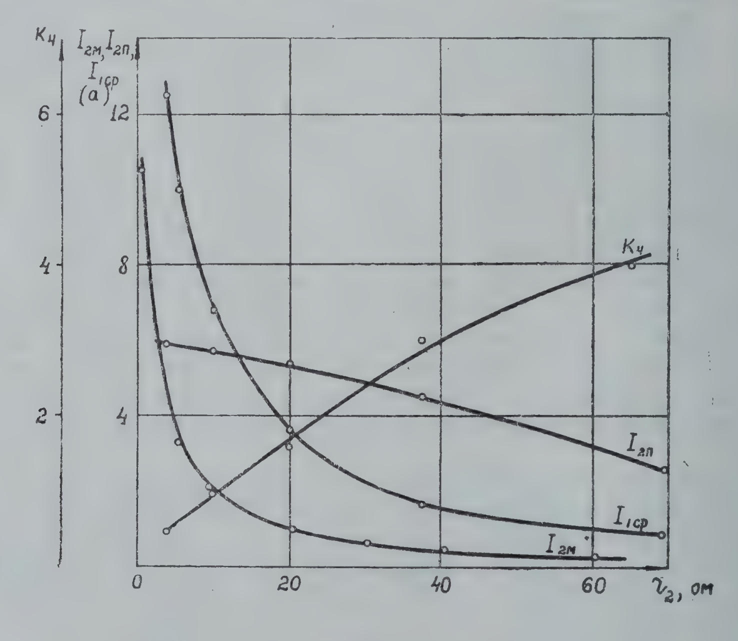
Длительный опыт эксплуатации, а также исследования, проведенные на кафедре электрические станции, сети и системы Томского политехнического института, показывают, что схема дифференциальной защиты с равновесием вторичных э. д. с. при правильной настройке может отвечать всем требованиям, предъявляемым к основной защите генераторов.

Схема дифференциальной защиты генераторов с равновесием вторичных э. д. с. подробно рассмотрена Г. В. Зевеке в [3], который исследовал основные свойства этой схемы в отношении ее чувствительности, причем последняя оказалась практически выше чувствительности схемы с циркулирующими токами. На основании этого Г. В. Зевеке пришел к выводу о возможности применения рассматриваемой схемы в качестве дифференциально-земляной при заземленных через активные сопротивления нейтралях генераторов. Для этого число витков вторичных обмоток цепи равновесия э. д. с.

трансформаторов тока w_2 подбирают таким образом, чтобы сопротивление цепи реле z_2 и сопротивление взаимоиндукции z_M находились бы в соотношении $z_2 = 4 z_M$. При этом уставка реле должна выбираться из условия получения необходимого первичного тока срабатывания при замыканиях на землю.

Такой способ настройки защиты обладает весьма существенными недостатками, обусловленными стремлением не только совместить функции дифференциальной и земляной защит в одной схеме, но и иметь в этой схеме общие для обеих защит исполнительные органы. Поэтому при уставках, обеспечивающих необходимую чувствительность защиты от замыканий на землю, защита может работать неселективно при внешних коротких замыканиях. Кроме того, высокая чувствительность реле обусловливает большое его сопротивление и, следовательно, перенапряжения при коротких замыканиях в зоне защиты.

Поскольку в настоящее время нейтрали генераторов не заземляются, дифференциально-земляную защиту выполнить без усложнения конструкции трансформаторов тока невозможно. Поэтому настройка схемы должна отвечать лишь требованиям защиты от внутренних междуфазных повреждений. Как известно, наиболее жесткими эти требования должны быть при защите гидрогенераторов с катушечной обмоткой. В этом случае защита должна работать селективно при $I_{1cp} = 0{,}5\ I_{HГ}$ с коэффициентом чувствительности $к_ч = 2$, причем опасные перенапряжения в схеме, а также срабатывания защиты при повреждениях в ее цепях недопустимы.



Фиг. 1.

Требования в отношении чувствительности и селективности защиты могут быть выполнены посредством введения активных добавочных сопротивлений в цепь реле [4]. Количественное влияние их на характеристики защиты показано на фиг. 1. Зависимости, представленные на фиг. 1, сняты опытным путем при следующих условиях. Трансформаторы тока имели длину средней магнитной линии $l_{cp} = 45{,}6\ см$, сечение сердечника $q = 37\ см^2$, числа витков первичной

и вторичной обмоток $w_1 = 200$, $w_2 = w_3 = 100$; максимальное расхождение вольтамперных характеристик трансформаторов 10,9%. Сопротивление цепи циркуляции токов r_3 подбиралось таким образом, чтобы при $I_1 = I_{HГ}$ индукция в сердечниках была бы $B = 500$ *гс*. Перед каждым включением схемы на внешнее короткое замыкание сердечники трансформаторов тока намагничивались постоянным током в противоположных направлениях до насыщения для получения максимальных остаточных потоков разных знаков. За номинальный ток был принят $I_{HГ} = 2{,}5$ *а*. Максимальный переходный ток небаланса I_{2M} замерялся при $I_1 = 6\, I_{HГ}$ тщательно отградуированным реле типа ЭТ-520, срабатывание которого регистрировалось промежуточным реле, включенным по схеме „на прилипание." Первичная цепь питалась от синхронного генератора при напряжении порядка 600 *в* через дроссель с большой индуктивностью. Величина I_{1cp} определялась плавным повышением первичного тока от нуля до момента срабатывания реле при уставке $I_y = \kappa_H I_{2M}$ (где коэффициент надежности $\kappa_H = 3$), а $\kappa_4 = I_{2П} : \kappa_H I_{2M}$. Ток в реле при повреждении в зоне защиты $I_{2П}$ замерен при $I_1 = 2{,}4\ I_{HГ} = 6$ *а*, что соответствует минимально возможному току двухполюсного короткого замыкания на выводах гидрогенераторов.

Из кривых фиг. 1 следует, что для достижения селективной работы защиты при $I_{1cp} = (1{,}3—1{,}5)\ I_{HГ}$ достаточно иметь сопротивление цепи реле $r_2 = (20—30)$ *ом*, а при $I_{1cp} = (0{,}4 \div 0{,}6)\ I_{HГ} - r_2 = (40 — — 60)$ *ом*. При этом опасные напряжения в цепях защиты не будут возникать, поскольку $r_2 = (40—60)$ *ом* соответствует сопротивлению цепи реле дифференциальной защиты с циркулирующими токами $r_p = (10—15)$ *ом* [3]. Последняя длительное время эксплуатировалась при добавочных сопротивлениях порядка (10—20) *ом*, причем ни одного случая возникновения опасных напряжений не зарегистрировано.

Добавочные сопротивления в цепях реле являются дополнительными элементами и поэтому в некоторой степени усложняют схему. Ценным свойством дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. является возможность достичь такой же селективности при заданных I_{1cp} без применения добавочных сопротивлений. Для этого достаточно снизить число витков w_2 обмоток, соединенных на равновесие э. д. с., с таким расчетом, чтобы сопротивления этих обмоток трансформаторов тока, реле и соединительных проводов $r_{пр}$, приведенные к числу витков обмоток цепи циркуляции w_3, было бы равно $r'_2 = (40—60)$ *ом*, то есть

$$r'_2 = 2\, r_{вит} w_2 \frac{w_3^2}{w_2^2} + r_{пр} \frac{w_3^2}{w_2^2} + r_p \frac{w_3^2}{w_2^2}\,.$$

Здесь $r_{вит}$ — сопротивление одного витка вторичной обмотки цепи равновесия э. д. с. Решение этого уравнения дает искомое число витков:

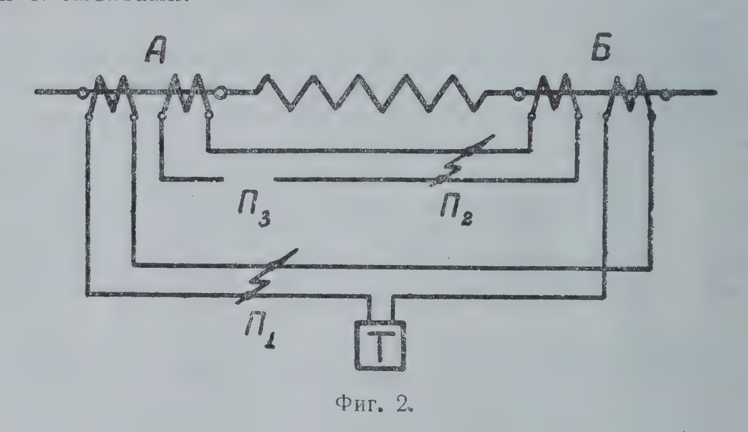
$$w_2 = \frac{r_{вит}}{r'_2}\ w_3^2 + w_3 \sqrt{\frac{r_{вит}^2}{r_2^2} w_3^2 + \frac{r_{пр}}{r'_2} + \frac{r_p}{r'_2}}\,. \qquad (1)$$

Поскольку в рассматриваемой схеме могут применяться реле не большей чувствительности, чем ЭТ-520/10, $r_p \ll r_{пр}$ и может не учитываться в расчетах. Расчеты показывают, что следует применять соединительные провода с сечением $s = 2{,}5$ *мм*² и что тепловая

устойчивость их будет обеспеченной с достаточным запасом. Отношение чисел витков вторичных обмоток цепей циркуляции токов и равновесия э. д. с. лежит в пределах $\frac{w_3}{w_2} = (5-10)$.

Необходимо отметить, что степень селективности, свойственная защите с равновесием э. д. с. ($\kappa_H = 3$), недостижима для защиты с равновесием токов при эквивалентном сопротивлении цепи реле ($r_p \cong 0{,}25\ r_2$). Это объясняется идеальной уравновешенностью схемы защиты с равновесием э. д. с. В защите с циркулирующими токами может существовать небаланс плеч величиной порядка 20—30 %, что способно вызвать увеличение тока небаланса в 2—3 раза против его значений при уравновешенных плечах. Так, по данным [5] небаланс плеч в 30 % вызывает увеличение переходного тока небаланса в 3,3 раза.

Отметим также, что в схеме с циркулирующими токами применение добавочных сопротивлений приводит к некоторому снижению надежности схемы, так как сами сопротивления являются дополнительными элементами.



Фиг. 2.

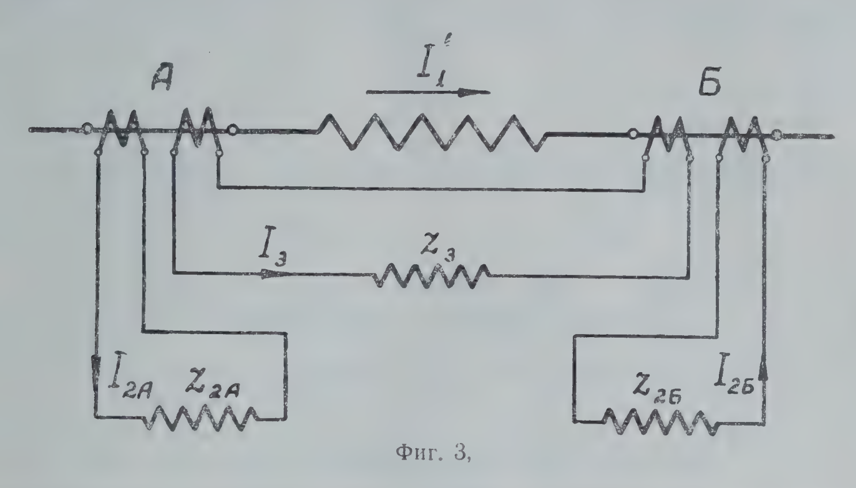
Рассмотрим надежность схемы дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. при рекомендованной выше настройке. Как известно, возможны следующие виды повреждений схемы (см. фиг. 2): 1. Короткое замыкание в цепи равновесия э. д. с. (точка $П_1$). 2. Короткое замыкание в цепи циркуляции токов (точка $П_2$). 3. Обрыв цепи циркуляции токов (точка $П_3$).

Так как между проводами в точке $П_1$ напряжение равно нулю, можно разделить цепи равновесия э. д. с. на две цепи. С учетом этого эквивалентная схема для случая металлического короткого замыкания между проводами цепи равновесия э. д. с. принимает вид, показанный на фиг. 3.

В руководящих указаниях по релейной защите издания 1939 г. утверждается, что короткие замыкания в цепи равновесия э. д. с. вызывают ложные действия защиты. Пользуясь схемой фиг. 3, нетрудно показать, что это утверждение справедливо лишь при настройке схемы, предложенной Г. В. Зевеке, или в случае применения добавочных сопротивлений. В первом случае ложное действие вызывается слишком малой уставкой реле ($I_{1cp} \ll I_{HГ}$). Хотя при этом доля тока, трансформированного в цепь реле, существенно ограничивается сопротивлением последнего, первичный ток достаточно велик, чтобы обусловить выделение в катушке реле мощности, значительно превышающей 0,1 *ва*. При применении добавочных сопротивлений лож-

ное действие произойдет, если точка $П_1$ будет расположена между ним и реле.

В случае, если схема рассчитана по выражению (1), сопротивление r_2 равномерно распределено по всей цепи равновесия э. д. с. Точкой $П_1$ оно разбивается на две части, то есть $z_2 = z_{2A} + z_{2Б}$. Ток в каждой из этих частей (контуров) будет тем больше, чем меньше



Фиг. 3,

сопротивление этой части. Наименьшее сопротивление контур, содержащий реле, будет иметь при расположении точки $П_1$ в непосредственной близости от реле, то есть при $z_{2A} \cong z_{2Б} \cong 0,5\ z_2$. Тогда ток в реле в рассматриваемом режиме после пренебрежения малыми членами выразится следующим образом:

$$I_{2A} = \frac{I_1' z_3'}{z_2 + z_3^1}. \qquad (2)$$

Здесь все величины приведены к числу витков w_2. Определим, каким должно быть сопротивление z_2 для срабатывания реле при $I_1 = I_{НГ}$, для чего положим $I_1' = I_{НГ}'$, $I_2 = I_У$ и $\frac{I_У}{I_{НГ}'} = \alpha$. Тогда

$$z_2 = z_3' \left(\frac{1}{\alpha} - 1 \right). \qquad (3)$$

Из уравнения (2) следует, что для срабатывания реле при $I_У = 0,2\ I_{НГ}'$ (это приблизительно соответствует $I_{1ср} = 0,4\, I_{НГ}$) z_2 должны быть очень малыми. Например, при $z_3 = 1$ *ом*, $\frac{w_2}{w_3} = 0,2$ и $\alpha = 0,3$ имеем:

$$z_2 = 1.0,2^2 \left(\frac{1}{0,2} - 1 \right) = 0,16\ ом.$$

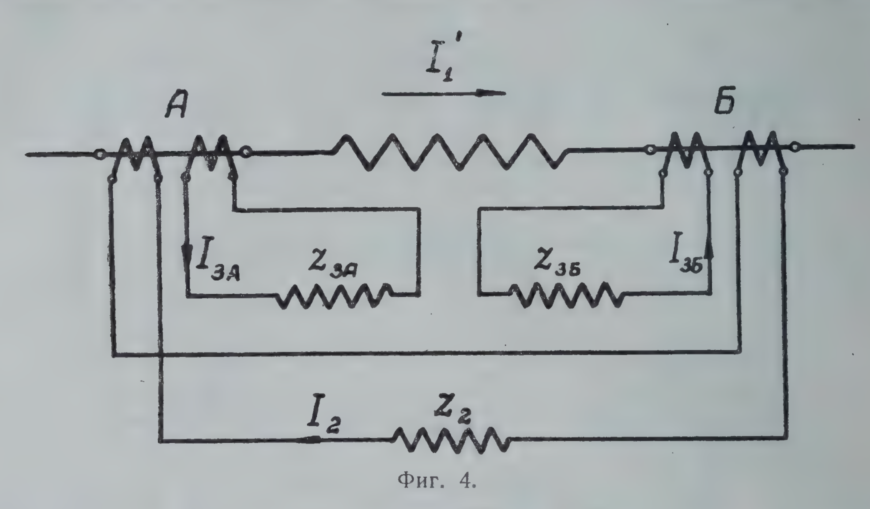
Действительная величина z_2 при $z_2' = 40$ *ом* составит

$$z_2 = 40\, \frac{w_2^2}{w_3^2} = 40.0,2^2 = 1,6\ ом.$$

Следовательно, срабатывание реле при данной настройке совершенно невозможно.

Справедливость уравнений (2) и (3) проверена опытами.

Эквивалентная схема замещения цепей защиты при коротком замыкании в цепи циркуляции токов представлена на фиг. 4. Очевидно, что замыкание в середине проводов цепи циркуляции образует как бы дополнительную дифференциальную цепь с сопротивлением, равным



Фиг. 4.

нулю, и с уравновешенными плечами. Поэтому цепь равновесия э. д. с. оказывается шунтированной этой новой дифференциальной цепью и $I_2 = 0$. Поэтому наибольший ток I_2 будет иметь место при максимальном неравенстве z_{3A} и $z_{3Б}$, то есть когда точка $П_2$ (фиг. 2) располагается на выводах одного из трансформаторов тока, например, Б. При этом $z_{3A} + z_{3Б} = z_3$, а $z_{3A} - z_{3Б} = r_{пр}$. Решение контурных уравнений для этих условий после пренебрежения малыми членами будет иметь следующий вид:

$$r'_{пр} = I_2 \frac{z'_3 + z_2}{I'_1} . \tag{4}$$

Применив те же подстановки, что и для случая замыкания в точке $П_1$, определим величину $r'_{пр}$, при которой может ложно сработать защита:

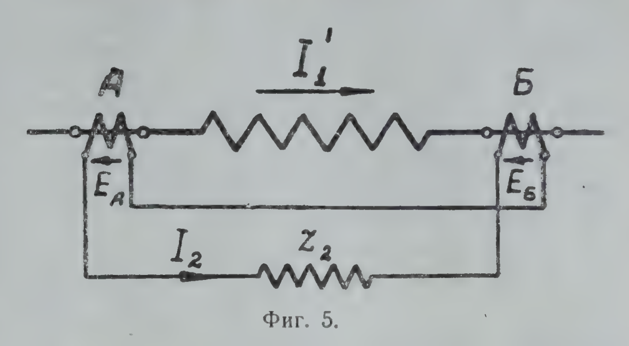
$$r'_{пр} = \alpha (z_2 + z'_3). \tag{5}$$

Очевидно, что уравнение (5) справедливо лишь для условий $\alpha < 1$, так как $r'_{пр} < z'_3$. Кроме того, z_2 больше $r'_{пр}$ не менее, чем в $\left(\frac{w_3}{w_2}\right)^2$ раз, и поэтому срабатывание защиты возможно лишь при $\alpha \ll 0{,}2$. Следовательно, при коротком замыкании в цепи циркуляции токов ложное действие защиты невозможно.

Уравнения (4) и (5) хорошо согласуются с данными опыта.

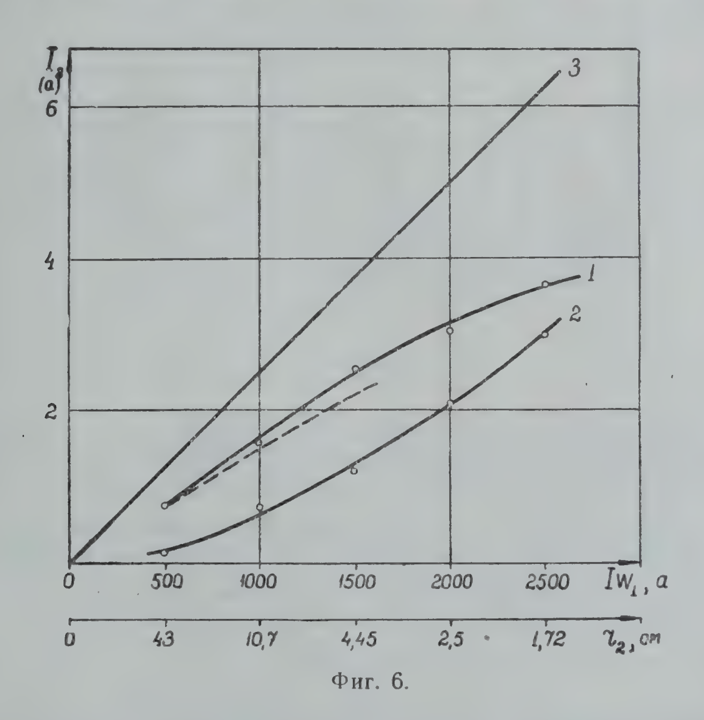
Наиболее часто встречающимся видом повреждений в схемах дифференциальных защит является обрыв цепи циркуляции токов. В [3] утверждается, что в этом режиме неизбежно ложное действие защиты, так как практически весь первичный ток в данном случае является намагничивающим. При этом вольтамперные характеристики

якобы значительно расходятся. С этим утверждением нельзя согласиться. В самом деле, Б. А. Нечаев [6] показал, что вольтамперные характеристики в области высоких индукций сближаются, а не расходятся, если сердечники изготовлены из стали одной марки. Более того, дифференциальная защита с равновесием э. д. с. холостого хода трансформаторов тока [7] вообще работает без цепи циркуляции, причем ее селективность выше, чем селективность схемы с циркулирующими токами.



Фиг. 5.

Для подтверждения этих выводов были проделаны следующие опыты. В схеме, приведенной на фиг. 5, использовались те же трансформаторы тока, что и в опыте, по результатам которого построены кривые на фиг. 1. Сопротивление цепи равновесия э. д. с. было чисто активным и равнялось $r_2 = 1$ *ом*. При различных I_1 были замерены токи I_2 и по результатам измерений была построена кривая 1 (см. фиг. 6). Там же прямой 3 представлена зависимость $I_y = f(I w_1)$

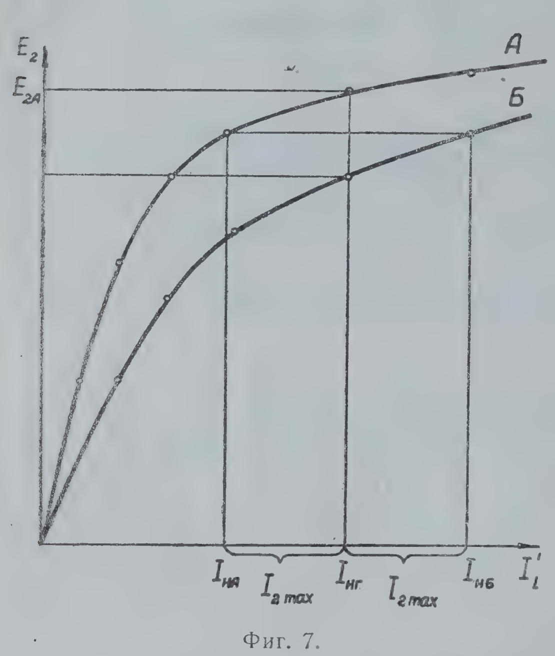


Фиг. 6.

при $I_{1ср} = 0{,}5$ $I_{НГ}$, если принимать каждое из значений I_1, имевших место в опыте, за $I_{НГ}$. Этот опыт показывает, что даже при $r_2' \ll 40$ *ом* реле достаточно надежно отстроено от I_2. Для количественной оценки устойчивости схемы по отношению к данному виду повреждений была снята зависимость $I_2 = f(I w_1)$ при $r_2' = 43$ *ом* (см. кривую 2 фиг. 6). При этом для каждого отсчета было принято $I w_1 = I_{НГ}$. Сопротивление цепи реле подсчитывалось как

$r_2 = 43\left(\frac{100}{Iw_1}.5\right)$, так как $w_3 \cong \frac{Iw_1}{5}$. Рассчитанные таким образом величины сопротивлений r_2, которые вводились в цепь реле в данном опыте, на фиг. 6 подписаны под соответствующими им значениями Iw_1. Кривая 2 на фиг. 6 показывает, что запас надежности при $I_{1ср} = 0,5\, I_{НГ}$ и рекомендуемой настройке схемы составляет не менее 2. Следовательно и при обрыве цепи циркуляции токов ложное действие защиты невозможно.

Устойчивость схемы по отношению к этому виду повреждения может быть проверена посредством графоаналитического расчета по известным параметрам схемы и характеристикам холостого хода трансформаторов тока. В самом деле, ток I_2 в схеме фиг. 5 может быть выражен через ее параметры следующим образом:



Фиг. 7.

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_A - \dot{E}_Б}{z_2}, \tag{6}$$

$$\dot{I}_2 = \dot{I}'_1 \frac{z_{MA} - z_{MБ}}{z_2 + z_{MA} + z_{MБ}}. \tag{7}$$

Уравнение (7) показывает, что ограничивающее влияние z_2 на ток I_2 будет заметно сказываться только в случае, если величины z_2 и $z_{MA} + z_{MБ}$ будут соизмеримыми. При трансформаторах тока класса „Д" z_2 будет отличаться от $z_{MA} + z_{MБ}$ не менее, чем на один порядок. Поэтому вектора $\dot{I}_2$ и $\dot{I}'_1$ будут практически совпадать по фазе, а $\dot{E}_A$ и $\dot{E}_Б$ — будут сдвинуты на угол приблизительно 180°.

Эти соображения дают возможность пользоваться следующей методикой расчета. На фиг. 7 приведены характеристики холостого хода $E_2 = f(I'_1)$ в действующих значениях. Очевидно, что если бы $z_2 = \infty$ и $I_2 = 0$, то токи намагничивания были бы равны $I_{НА} = I_{НБ} = I'_1$. Тогда при $I'_1 = I'_{НГ}$ мы имели бы по кривым холостого хода E_A и $E_Б$ для этого случая. Если же $I_2 \neq 0$, то $I_{НА} = I'_1 - I_2$ и $I_{НБ} = I'_1 + I_2$, а

$$\dot{I}_2 = \frac{I_{НБ} - I_{НА}}{2}. \tag{8}$$

Отложив от значения $I'_1 = I'_{НГ}$ в обе стороны I_2, получим величины токов намагничивания $I_{НА}$ и $I_{НБ}$, которым будут соответствовать э. д. с. E_A и $E_Б$. То обстоятельство, что э. д. с. трансформаторов тока А и Б неравны, указывает на наличие во вторичном контуре сопротивления величиной

$$r_2 = \frac{E_A - E_Б}{I_2}.$$

Если бы сопротивление r_2 оказалось пренебрежительно малым, то $E_A \cong E_Б$, и при этом мы имели бы наибольший возможный ток в цепи реле.

Отсюда следует, что для отыскания I_{2max} достаточно совместить на одном графике кривые холостого хода трансформаторов тока $E_2 = f(I_1')$, восстановить перпендикуляр из точки на оси I_1', соответствующей желаемому значению первичного тока, и провести горизонталь между кривыми $E_2 = f(I_1')$ таким образом, чтобы перпендикуляр делил ее на равные отрезки. Тогда каждый из этих отрезков в масштабе I_1' будет равен току I_{2max} в действующих значениях. Аналогично может быть рассчитан ток I_2 с учетом влияния r_2 (если соблюдается неравенство $r_2 \ll z_{MA} + z_{MБ}$). При этом задача усложняется тем, что по графику фиг. 7 приходится подбирать такое значение тока I_2, которое удовлетворяло бы уравнению (6).

Изложенная методика расчета дает весьма ограниченную точность по следующим причинам:

1. Не учитывается несинусоидальность тока I_2. Между тем вследствие значительных насыщений сердечников ток I_2 содержит высокий процент высших гармонических.

2. Точность графических построений не может быть высокой, так как в области построений кривые идут весьма полого.

3. Невозможно учесть влияние индуктивности вторичной цепи на высшие гармонические тока I_2.

Чтобы иметь некоторый запас надежности в результатах расчета, ограничивающее влияние сопротивления r_2 на ток I_2 учитывать не следует.

Для проверки изложенной методики расчета кривая 1 на фиг. 6 была построена расчетным путем (см. пунктирную линию на фиг. 6) до значений $Iw_1 = 1500$ *а*, при котором можно еще считать, что $r_2 \ll z_{MA} + z_{MБ}$ ($r_2 = 1$ *ом*), $z_{MA} + z_{MБ} = 13{,}3$ *ом*). Из сопоставления опытной и расчетной кривых на фиг. 6 следует, что погрешность расчета не превосходит (10—15)%. Такая погрешность соизмерима с погрешностью, которая может иметь место при настройке схемы и поэтому приемлема с точки зрения инженерных расчетов.

Выводы

1. Продольная дифференциальная защита с равновесием э. д. с. может с успехом применяться для защиты мощных гидрогенераторов. При этом высокая селективность достижима при $I_{1ср} = (0{,}4-0{,}6)\ I_{НГ}$ ($к_Н = 3$).

2. Высокая селективность достигается за счет снижения чисел витков вторичных обмоток трансформаторов тока, соединенных на равновесие э. д. с., с таким расчетом, чтобы приведенное значение суммы сопротивлений соединительных проводов и этих обмоток составляло бы $r_2' = (40-60)$ *ом*, если $I_{1ср} = (0{,}4-0{,}6)\ I_{НГ}$, и $r_2' = (20-30)$ *ом*, если $I_{1ср} = (1{,}2-1{,}5)\ I_{НГ}$.

3. Схема обладает чрезвычайно высокой надежностью. Ни один из видов повреждений схемы не вызывает ложной работы защиты даже при $I_{1ср} = (0{,}4-0{,}6)\ I_{НГ}$. При этом запас надежности составляет не менее 2 при самых опасных повреждениях. Повреждение может быть легко обнаружено посредством применения обычной для дифференциальной защиты схемы сигнализации.

4. Высокие коэффициенты надежности в отношении селективности и устойчивости против повреждений в ее цепях свидетельствуют

о нецелесообразности специального подбора трансформаторов тока в комплект для дифференциальной защиты генераторов с равновесием э. д. с.

ЛИТЕРАТУРА

1. Царев М. И. Дифференциальная защита генераторов с вспомогательными быстронасыщающимися трансформаторами, Электрические станции, 1949, № 7.
2. Дроздов А. Д. О дифференциальной защите генераторов и трансформаторов, Электрические станции, № 9, 1955.
3. Зевеке Г. В. Дифференциальная защита электрических машин, Электрические станции, № 1, 1940.
4. Кутявин И. Д., Багинский Л. В., Багинская А. С. Повышение селективности дифференциальной защиты генераторов путем включення в цепи реле добавочных сопротивлений, Известия Томского ордена Трудового Красного Знамени политехнического института им. С. М. Кирова, т. 98, 1959.
5. Кутявин И. Д. О способах уравновешивания плеч дифференциальной защиты генераторов. Известия Томского ордена Трудового Красного Знамени политехнического института им. С. М. Кирова, т. 70, 1951.
6. Нечаев Б. А. Трансформаторы тока с малым сечением стали в схемах дифференциальных защит генераторов, Электрические станции № 1, 1956.
7. Багинский Л. В. О применении трансформаторов тока с малым объемом стали для дифференциальной защиты генераторов, Известия Томского ордена Трудового Красного Знамени политехнического института им. С. М. Кирова, т. 94, 1959.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

ПРОИЗВОДСТВЕННЫЕ ИСПЫТАНИЯ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ ГЕНЕРАТОРА С РАВНОВЕСИЕМ Э. Д. С. ХОЛОСТОГО ХОДА ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Л. В. БАГИНСКИЙ

(Представлено проф. докт. техн. наук И. Д. Кутявиным)

Производственные испытания проводились с целью проверки основных выводов в отношении свойств дифференциальной защиты генератора с равновесием э. д. с. холостого хода трансформаторов тока, изложенных в [1] и [2]. Из [1] известно, что трансформаторы тока в названной схеме работают в режиме холостого хода. В [2] показано, что такой режим работы допустим, если сечение стали спирального сердечника не превосходит $q \leqslant 17$ *см*^{2}, а число витков вторичной обмотки w_2 и значение q выбраны из условия ограничения максимально возможной величины амплитуды вторичной э. д. с. $E_{24} \leqslant 1000$ *в*. Возможность такого ограничения заключается в том, что при синусоидальном первичном токе I_1 зависимость $E_{2м} = f(I_1)$ нелинейна, причем $E_{2м}$ нарастает медленнее, чем I_1.

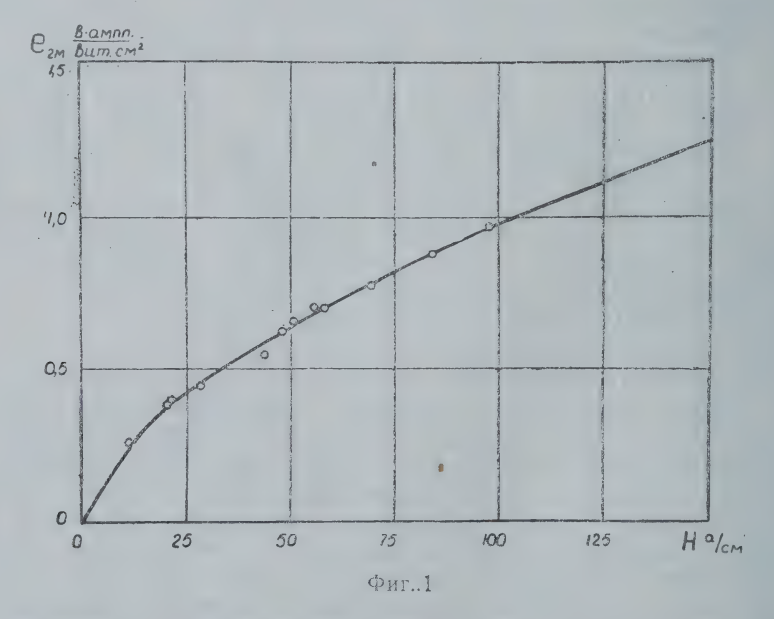
Первый этап производственных испытаний состоял в проверке этих положений в условиях эксплуатации. Для этого был изготовлен опытный образец посредством переделки трансформаторов тока типа ТПШФ 10—4000—3. На внутренней поверхности тора сердечника был укреплен горячий спай тщательно отградуированной термопары „капель-хромель". Сердечник был изолирован тремя слоями микаленты и двумя—асболенты. Вторичная обмотка выполнена проводом ПСД и пропитке не подвергалась. Изготовленный таким образом трансформатор тока имел следующие параметры: длина средней магнитной линии сердечника $l_{ср} = 104$ *см*, $q = 5{,}9$ *см*^{2}, $w_2 = 10$ витков. В условиях испытаний предусмотрены ряд мероприятий, обеспечивающих достаточный запас надежности в результатах опыта, а именно:

1. Сечение сердечника завышено в 2—3 раза против потребностей исследуемой схемы защиты.
2. Измерялась температура наиболее нагретого участка поверхности сердечника, а не температура вторичной обмотки.
3. Сердечник изолирован непропитанной асболентой, которая существенно ухудшала условия его охлаждения.

Испытания на тепловую устойчивость производились длительным пропусканием рабочего тока трансформатора 1000 *ква* $I_1 = 750$ *а* через первичную обмотку испытуемого трансформатора тока, что соответствует напряженности поля в сердечнике $H = 10{,}2$ *а/см*. При

этом температура перегрева стали оказалась $\tau_c = 8°C$. Затем опыт был повторен на генераторе 50 *мгвт* при $I_1 = 3200$ *а* ($H = 43{,}5$ *а/см*), причем температура перегрева получилась $\tau_c = 39°C$. На основании этих замеров можно заключить, что зависимость приблизительно линейна. Поэтому ориентировочно можно оценить величину τ_c и при других значениях I_1. Например, при номинальном первичном токе трансформатора тока $I_{1н} = 5000$ *а*, $H = 68$ *а/см* и, следовательно, можно ожидать $\tau_c = 61°C$. Считая, что температура окружающей среды не должна превосходить $\Theta_0 = 35°C$, получим наибольшую возможную температуру сердечника $\Theta_c = 96°C$. Поэтому для изготовления трансформаторов тока при $I_{1н} \leqslant 5000$ *а* можно применять провод ПБД с пропиткой, изолируя сердечник электрокартоном. При $I_{1н} = 6000$ *а* температура стали повысится незначительно, так как существенно возрастет величина $l_{ср}$ и значение напряженности поля в сердечнике повысится мало.

Таким образом, для обеспечения тепловой устойчивости при разогреве сердечника в режиме холостого хода следует выполнять вторичную обмотку проводом ПБД с пропиткой, если $I_{1н} \leqslant 5000$ *а*, и проводом ПСД, если $I_{1н} = 6000$ *а*. С точки зрения тепловой устойчивости нет препятствий к помещению трансформаторов тока дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. холостого хода в одном кожухе с трансформаторами другого назначения.

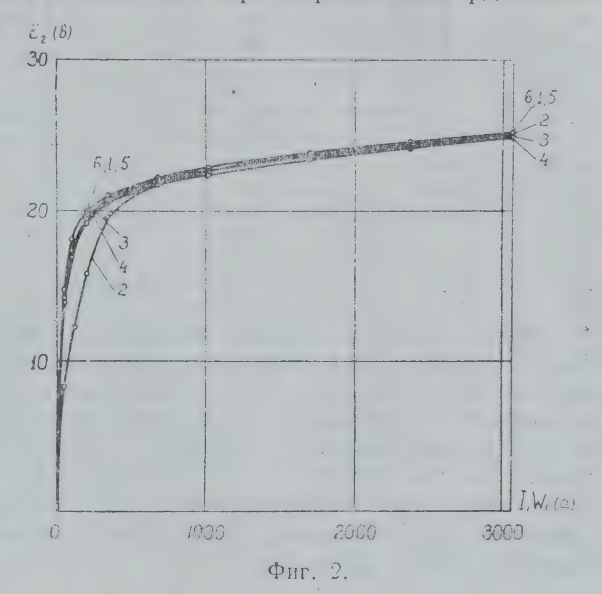


Фиг. 1

Описанный образец трансформатора тока использовался также для снятия зависимости удельной амплитуды вторичной э. д. с. от напряженности синусоидального магнитного поля в сердечнике $l_{2м} = f(H)$. Для этого испытуемый образец монтировался на трансформаторе 1000 *ква*, генераторах 25 и 50 *мгвт*, включенных на закоротку. Результаты этого опыта приведены на фиг. 1. Они свидетельствуют о нелинейности зависимости $l_{2м} = f(H)$, повторяя характер кривой рис. 3 в [2].

Для проверки основных свойств дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. холостого хода трансформаторов тока, описанных в [1], а также для количественной оценки этих свойств был изготовлен трехфазный комплект этой защиты. Параметры трансформаторов

этого комплекта были следующие: $q=2{,}34$ *см*², $l_{ср}=77$ *см*, $w_2=340$ витков. Сердечники не подвергались отжигу и были изолированы электрокартоном. Вторичная обмотка была выполнена проводом ПСД без пропитки, так как в отведенный для подготовки к испытаниям промежуток времени невозможно было выполнить обмотку проводом ПБД с пропиткой в условиях мастерской кафедры электрические станции, сети и системы Томского политехнического института. На фиг. 2 приведены характеристики холостого хода трансформаторов тока испытуемой схемы $E_2=f(I_1 w_1)$. Наибольшее различие наблюдается между характеристиками трансформаторов №№ 1, 5, 6, с одной стороны, и трансформатора № 2, с другой. Это различие имеет место в области средних индукций и достигает 41,5%, что объясняется, вероятно, существенными деформациями лент сердечника трансформатора № 2, которые они испытывали при перемотке сердечника.



Фиг. 2.

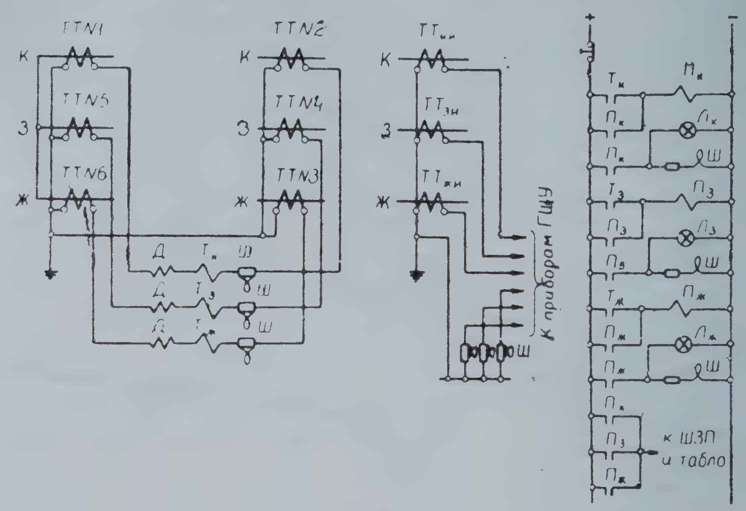
Схема дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. холостого хода трансформаторов тока была смонтирована на генераторе 25 *мгвт* 10,5 *кв*. Трансформаторы тока были распределены по фазам таким образом, чтобы получить наибольшие токи небаланса при испытаниях. Для этого трансформаторы №№ 1, 5 и 6 были размещены на нулевых выводах обмоток фаз *К*, *З* и *Ж* соответственно, а трансформаторы №№ 2, 3 и 4 соответственно на те же фазы, но со стороны линейных выводов. Таким образом, наибольшее расхождение характеристик было у трансформаторов тока фазы *К* (41,5%).

Схема соединения вторичных и оперативных цепей при испытаниях показана на фиг. 3. В качестве токовых реле *Т* использованы реле типа ЭТ—521/0,6, промежуточных реле П—ЭП—101 и добавочных индуктивных сопротивлений *Д*—дроссели с малым воздушным зазором. Последние использовались не во всех опытах. С помощью осциллографа записывались токи вторичной и первичной цепей (шлейф I_1 питался от измерительных трансформаторов тока $TT_и$ класса 0,5) и линии контактов реле *П*.

В наиболее тяжелых условиях находилась фаза *К* схемы из-за несоответствия характеристик трансформаторов тока. Поэтому результаты, полученные в ходе испытаний этой фазы схемы, являются наиболее характерными. В дальнейшем будем рассматривать в основном эти результаты.

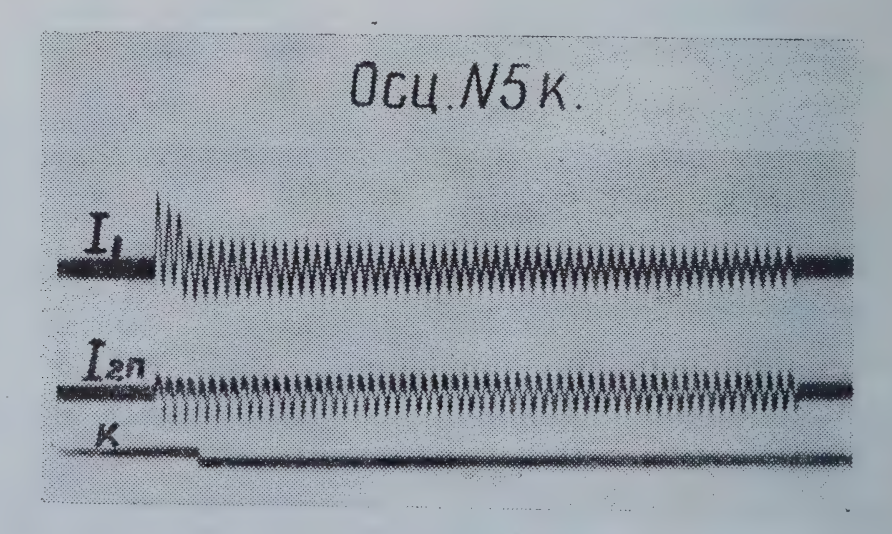
Как известно, внезапное короткое замыкание в зоне дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. холостого хода, установленной на изолированно работающих генераторах с большой постоянной времени цепи статора, может отключаться с задержкой. Задержка может быть преодолена посредством увеличения постоянной времени вторичной цепи T_2 [1] или увеличением коэффициента чувствительности

κ_4. Основной целью устройства внезапных коротких замыканий в зоне защиты в данном опыте является поверка второго способа устранения задержек. Всего было произведено 12 внезапных коротких замыканий в зоне защиты при напряжении генератора $U_г = 6{,}3$ *кв*, что обусловило значение сверхпереходного тока $I'' = 9$ *ка*.



Фиг. 3.

Фаза K схемы настраивалась на величину постоянной времени $T_2 = 0{,}01$ *сек*. При активном сопротивлении цепи $r_2 = 2{,}42$ *ом* для этого потребовалось иметь величину индуктивного сопротивления цепи реле $\omega L_2 = 6{,}2$ *ом*. На основании лабораторных испытаний схемы с трансформаторами тока №№ 1 и 2 при данных величинах r_2 и ωL_2 была принята уставка реле $I_y = 0{,}5$ *а* при коэффициенте надежности $\kappa_н = 2$ (фиг. 6). Такая уставка обеспечивала величину $\kappa_4 \cong 4{,}4$ для условий данного опыта, когда наибольшее значение первичного тока было $I_1 = 9$ *ка* (фиг. 5).



Фиг. 4.

Испытания показали, что ни в одном из случаев задержек в срабатывании реле фазы κ схемы не было. Типичная осциллограмма про-

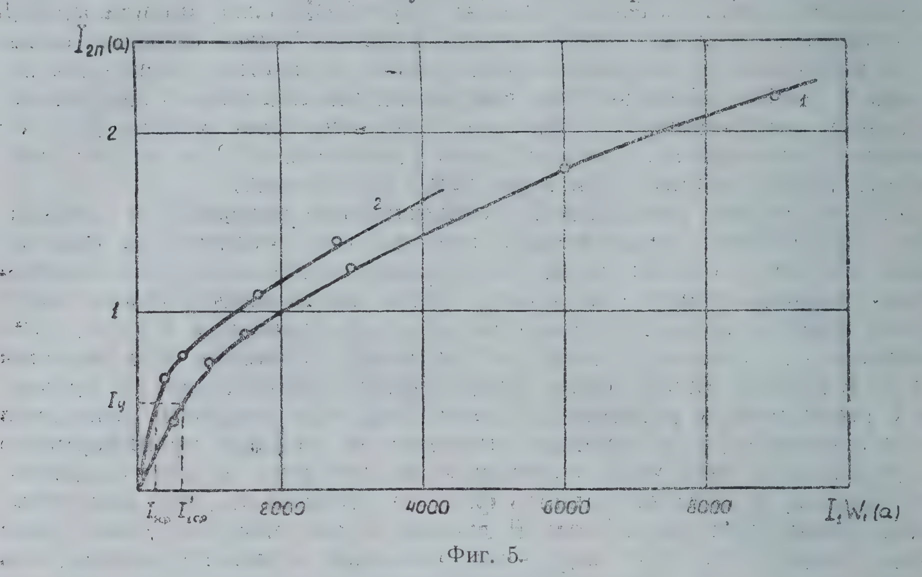
цесса в цепях фазы $к$ защиты при внезапном коротком замыкании в зоне приведена на фиг. 4. Ввиду ограниченности разрешенного числа включений на закоротку не удалось испытать фазу $К$ схемы при других значениях T_2 и $к_4$. Отметим лишь, что приблизительно при таком же значении T_2 фазы 3 схемы ($T_2=0{,}012$ *сек*), но при $к_4 \cong 2{,}5$ имели место задержки в срабатывании защиты. Таким образом, повышение величины $к_4$ является эффективным способом устранения задержек в срабатывании защиты при изолированной работе генератора. Поскольку индуктивные добавочные сопротивления в цепи реле не повышают значений $к_4$, целесообразно отказаться от них, если селективность работы защиты при этом будет обеспечена.

Для выявления возможности возникновения задержек в срабатывании при работе защищаемого генератора в системе на фазе $ж$ схемы вместо дросселя была установлена закоротка, соединяющая фазный провод схемы с нулевым. Этим имитировался режим внутреннего повреждения с равными токами, притекающими в точку повреждения со стороны системы и генератора. Отметим, что значения T_2 и r_2 в данном опыте были существенно заниженными по сравнению с имитируемым режимом. В самом деле, при коротком замыкании в зоне защиты с двухсторонним питанием на каждый трансформатор тока приходится нагрузка, состоящая из половины суммы сопротивлений реле z_p и соединительного фазного провода $z_{пр}$, что для испытуемой схемы составит 1,5 *ом*. В данном опыте нагрузка была равна $0{,}5\,(z_{пр}+z_{опр}+2\,z_p)$, где $z_{опр}$ — сопротивление нулевого провода, что обусловило результирующее сопротивление порядка 3,2 *ом*. Уставка реле фазы $ж$ схемы была выбрана $I_у=0{,}3$ *а* при $к_н>2$. Однако даже и при этих условиях не было отмечено ни одного случая задержки в срабатывании. Этот же опыт свидетельствует о достаточной тепловой устойчивости катушек реле ЭТ-521/0,6 (односекундный ток $I_{1c}=45$ *а* при последовательном соединении катушек) в режиме короткого замыкания в зоне защиты с двухсторонним питанием, так как значения тока в реле не превысили 8 *а*.

Для определения первичного тока срабатывания $I_{1ср}$, а также тока в реле при повреждении в зоне защиты $I_{2п}$ была снята зависимость $I_{2п}=f(I_1 w_1)$ при указанных выше параметрах цепи реле фазы $К$ и одностороннем питании точки короткого замыкания в зоне защиты. Результаты этого опыта показаны на фиг. 5 кривой 2. Там же кривая 1 показывает результат испытания пары трансформаторов тока №№ 1—5 в лабораторных условиях при тех же значениях r_2 и ωL_2, что и для кривой 2. Несовпадение кривых 1 и 2 объясняется тем, что при снятии кривой 1 трансформатор тока, первичная обмотка которого обтекалась током I_1, больше загружался индуктивным сопротивлением второго трансформатора, чем при снятии кривой 2, (фиг. 2). Поскольку различие в характеристиках трансформаторов тока №№ 1 и 2 наиболее значительно в области малых и средних индукций, следует ожидать, что при весьма больших I_1 кривые 1 и 2 должны совпасть. Проверить это положение не удалось, поскольку нельзя было получить установившийся ток короткого замыкания более 2800 *а*.

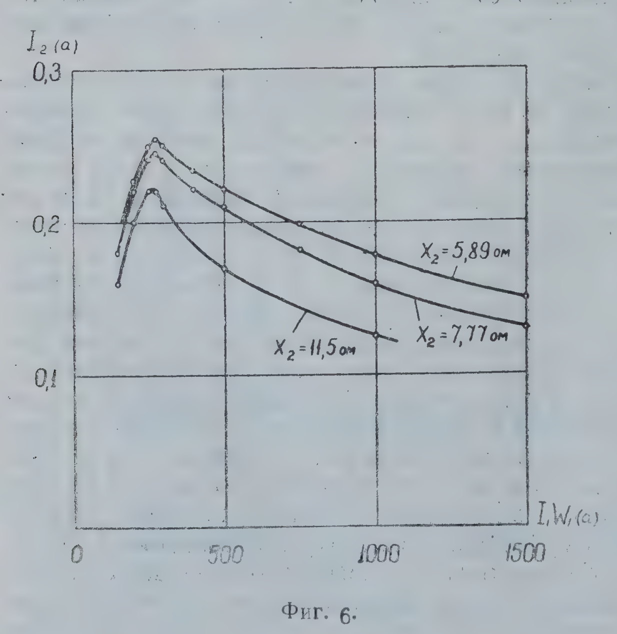
Как видно из фиг. 5, расположение трансформаторов тока с более высокой характеристикой со стороны нулевых выводов дает значительные преимущества в величине $I_{1ср}$ по сравнению расположением их со стороны линейных выводов. Например, при $I_у=0{,}5$ *а* в случае расположения трансформатора тока № 1 со стороны нулевых выводов $I_{1ср}=220$ *а* или $I_{1ср}=0{,}13\ I_{нг}$, а при совпадающих характеристиках — $I'_{1ср}=600$ *а* или $I'_{1ср}=0{,}35\ I_{нг}$. При расположении трансформатора тока № 1 со стороны линейных выводов можно ожидать $I_{1ср}\geqslant 0{,}7\ I_{нг}$.

Такое расположение трансформаторов тока может быть выполнено без дополнительных затрат времени, так как и в настоящее время вольтамперные характеристики трансформаторов тока дифференциальной защиты снимаются эксплуатационным персоналом.



Фиг. 5.

Таким образом, в данном опыте при индуктивном добавочном сопротивлении в цепи реле 5,2 *ом* и $к_н = 2$ фаза K защиты обладает первичным током срабатывания $I_{1ср} = 0{,}13\ I_{нг}$ и коэффициентом чувствительности $к_4 \cong 4{,}4$. В действительности ток двухполюсного короткого замыкания на выводах защищаемого генератора будет не 9, а 12 *ка* и поэтому $к_4 \cong 6$.



Фиг. 6.

Проверка селективности испытуемой защиты производилась путем измерения токов небаланса I_2 в стационарном режиме и осциллографированием токов в цепях защиты и линии контактов реле $П$ (фиг. 2) при внешних внезапных коротких замыканиях.

Наибольшая величина тока небаланса в стационарном режиме определялась посредством снятия характеристик $I_2 = f(I_1 w_1)$, причем I_2 замерялись с помощью реле ЭТ-521/0,6. Эти зависимости снимались сначала в лаборатории при подготовке к испытаниям, а затем—в процессе испытаний, и в обоих случаях получены одинаковые результаты. Как и следовало ожидать, наибольший ток небаланса был зарегистрирован в фазе K схемы (фиг. 6). Его максимум располагается при $I_1 \cong 330$ *а* и достигает величины

0,25 *а* при $\omega L_2 = 5{,}89$ *ом.* Из фиг. 6 следует, что увеличение ωL_2 незначительно снижает максимальное значение I_2, но зато сильно снижает I_2 при больших значениях I_1. Это объясняется преобладанием первой гармоники в токе I_2 при малых величинах I_1, вызванным значительным расхождением характеристик трансформаторов тока. При увеличении I_1 содержание высших гармонических в токе I_2 резко возрастает за счет насыщения стали сердечников трансформаторов, вследствие чего I_2 существенно ограничивается ωL_2. Поэтому нецелесообразно стремиться ограничивать ток I_2 добавочными индуктивными сопротивлениями, если максимум его располагается в области малых токов. Эти соображения позволили исключить из цепи реле фазы *К* дроссель перед опытом внешнего короткого замыкания. Катушки реле были соединены последовательно и вновь замерен ток I_2. Он имел следующие значения: при $I_1 = 2800$ *а* $I_2 = 0{,}15$ *а* и при $I_1 = 350$ *а* $I_2 = 0{,}3$ *а*.

В двух других фазах схемы измерить токи I_2 во время производственных испытаний не удалось, так как при последовательном соединении катушек реле они не срабатывали при $I_y = 0{,}15$ *а*. Это свидетельствует о весьма больших значениях коэффициентов надежности в этих фазах схемы.

Внезапные короткие замыкания вне зоны защиты были включены в программу испытаний с целью проверки селективности защиты, а также для того, чтобы показать, что наибольшие токи небаланса вызывают периодический первичный ток. Чтобы поставить защиту в наиболее тяжелые условия, катушки реле были соединены параллельно для уменьшения их сопротивления, а на реле фаз *З* и *Ж* заданы минимальные уставки $I_y = 0{,}3$ *а*. На реле фазы *К* уставка не могла быть принята минимальной, так как при параллельном соединении катушек и $I_1 = 350$ *а* $I_2 \simeq 0{,}45$ *а*, то есть при применении реле ЭТ-521/0,6 не могло быть выдержано значение $\kappa_н = 2$. Однако реле ЭТ-521/0,6 не было заменено на реле ЭТ-521/2 из следующих соображений. Значение наибольшего тока небаланса фазы *К* имеет место при малых I_1 и поэтому зависит только от соотношения характеристик трансформаторов тока в области малых и средних индукций и не зависит от I_1 и T_1. Поскольку характеристики трансформаторов тока весьма устойчивы, возможно в данном случае существенно снизить величины $\kappa_н$ вплоть до значений, принимаемых в максимальной защите. В данном опыте движок реле был выведен вправо до предела, что обеспечило $I_y \cong 0{,}65$ *а*.

При такой настройке схемы защищаемый генератор был 6 раз включен на закоротку, установленную вне зоны защиты, при $U_г = 6{,}3$ *кв*. Ни одного случая срабатывания зашиты в этом опыте не отмечено. Анализ осциллограмм показывает, что апериодическая составляющая в токе I_2 не появляется, а при наличии апериодической слагающей в первичном токе ток I_2 резко уменьшается. Эти наблюдения полностью согласуются с выводами, сделанными в [1], и позволяют измерять наибольшее значение тока небаланса без проведения специальных испытаний при нормальной работе генератора.

Так как введение добавочных сопротивлений в цепь реле нежелательно по соображениям надежности работы схемы и отрицательного влияния их на величину κ_4, следует использовать для ограничения высших гармонических тока небаланса сопротивление катушек реле. Для этого необходимо применять в схеме реле с преимущественно индуктивным сопротивлением катушек (ЭТ-521/0,6 или ЭТ-521/2 с последовательным соединением катушек). Это же реле может использоваться для замера тока небаланса в случае, когда характери-

стики трансформаторов значительно расходятся. Для того, чтобы выдержать значения $\kappa_н = (1,5—2)$, может возникнуть необходимость смещать движок реле за пределы шкалы уставок вправо. В связи с этим желательно при настройке реле в заводских условиях располагать поводок возвратной пружины таким образом, чтобы он позволял смещать движок реле как можно дальше вправо. Тогда выбор уставок можно производить следующим образом. В случае хорошего совпадения характеристик трансформаторов тока ток I_2 не удается измерить при помощи реле. Тогда следует принять максимальную уставку при последовательном соединении катушек реле, что обеспечивает значение $\kappa_н > 2$. Если ток I_2 удается измерить с помощью реле, но он не нарастает с уменьшением I_1, то уставку необходимо определять как $I_y = (2—3)\ I_{2н}$, где ток $I_{2н}$—ток I_2, измененный при $I_1 = I_{нг}$. При мощности защищаемого генератора 25 *мгвт* или более следует полагать $\kappa_н = 2$. Если максимальное значение тока I_2 имеет место при малых I_1, следует принять $\kappa_н = (1,3—1,5)$.

После окончания испытаний защиты она была оставлена в опытной эксплуатации на том же генераторе с действием на сигнал. В продолжении опытной эксплуатации было зарегистрировано 6 внешних коротких замыканий, на которые защита не реагировала.

Как следует из [1], высокие значения амплитуды вторичной э. д. с. трансформаторов тока, определяемые свойствами стали сердечников, и стремление ограничить величину $E_{2м}$ до слишком малой величины могут составить препятствие к получению необходимой чувствительности дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. холостого хода при большой мощности защищаемого генератора. В процессе эксплуатации защиты были измерены величины $E_{2м}$ при полной нагрузке генератора. Трансформаторы тока, установленные на нулевых выводах, имели наибольшие значения $E_{2м} = 520$ *в ампл.* Наименьшую величину $E_{2м}$ имел трансформатор тока № 2 $E_{2м} = 300$ *в ампл.*, что объясняется пологим ходом его характеристики в области малых индукций. Наличие значительного тока небаланса в фазе K схемы понизило напряжение между фазным и нулевым проводами схемы до 375 *в ампл.* при 520 *в ампл.* в двух других фазах.

Следовательно, для снижения $E_{2м}$ необходимо иметь пологие характеристики трансформаторов тока в области малых индукций. Это может быть достигнуто с одновременным упрощением технологии изготовления трансформаторов тока, если отказаться от отжига сердечников после их изготовления. Отказ от отжига не может понизить значения K_4, так как трансформаторы работают при весьма высоких индукциях, а кривая намагничивания в области высоких индукций при отжиге не повышается [3]. С другой стороны, едва ли можно считать оправданным поставленное в [2] ограничение величины $E_{2м} \leqslant 1000$ *в ампл.*, так как наибольшие значения возникают кратковременно (при внешних коротких) и не могут быть опасными для изоляции. В самом деле, вторичные цепи защиты обычно проверяют мегомметром на 2,5 *кв*. Поэтому целесообразно ограничивать лишь амплитуду напряжения при $I_1 = I_{нг}$ величиной $E_{2м} \leqslant 250 \cdot \sqrt{2} = 350$ *в ампл.* из соображений безопасности обслуживания схемы. В этом случае $E_{2м}$ может достигать при сверхтоках величины 1500—1800 *в ампл.*

Защита находилась в непрерывной эксплуатации в продолжении года. Поскольку ни в цепях защиты, ни у трансформаторов тока за это время изоляция не ухудшилась, можно считать, что трансформаторы тока достаточно устойчивы в отношении нагрева потерями

в стали в режиме холостого хода, цепи защиты легко выдерживают повышенные напряжения.

Выводы

1. Режим холостого хода трансформаторов тока в исследуемой схеме не является препятствием к применению ее на генераторах любой мощности.

2. Расход меди и стали на изготовление трансформаторов тока для такой схемы в 5—10 раз меньше, чем для трансформаторов класса „Д". Сердечники трансформаторов не должны подвергаться отжигу.

3. Наибольшее значение имеет ток небаланса, вызванный периодическим первичным током.

4. Если сердечники трансформаторов тока дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. холостого хода изготовлены из равного количества полос стали одной марки, она обладает следующими характеристиками: $I_{1cp} \leqslant 0{,}3\ I_{нг}$, $K_4 \geqslant 7$.

5. При отсутствии добавочных сопротивлений в цепи реле исследуемая защита не будет обладать задержками в срабатывании в случае замыкания в зоне даже при изолированной работе защищаемого генератора, если $\kappa_4 \geqslant 5—6$.

6. В исследуемой защите целесообразно применять реле с преимущественно индуктивным сопротивлением (ЭТ-521/0,6 или ЭТ-521/2 с последовательным соединением катушек).

В подготовке и проведении производственных испытаний активное участие приняли инженеры В. С. Ануфриев, М. Г. Барышников, Б. А. Борковский, Л. Р. Верещагин, Я. Б. Вишневский, Н. А. Дульзон, Ю. Я. Кириченко, В. С. Колесников, Ю. А. Смирнов, которым автор приносит глубокую благодарность.

ЛИТЕРАТУРА

1. Багинский Л. В. О применении трансформаторов тока с малым объемом стали для дифференциальной защиты генераторов, Известия Томского ордена Трудового Красного Знамени политехнического института им. С. М. Кирова, том 94, 1958.

2. Багинский Л. В. О длительной работе трансформаторов тока с разомкнутой вторичной обмоткой, Известия Томского ордена Трудового Красного Знамени политехнического института им. С. М. Кирова, том 94, 1958.

3. Займовский А. С. и Чудновская Л. А. Магнитные материалы, ГЭИ, 1957.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

РАСЧЕТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ УСТАНОВКИ С ОДНОСТУПЕНЧАТОЙ ИСКУССТВЕННОЙ КОММУТАЦИЕЙ

В. А. ШУБЕНКО

(Представлено профессором доктором В. К. Щербаковым)

Схемы с управляемыми вентильными аппаратами получили в настоящее время широкое распространение в различных областях техники для выпрямления и инвертирования тока, а также для преобразования частоты.

Известно, что всем схемам с вентильными аппаратами присуще свойство потреблять в большей или меньшей степени ток, отстающий по фазе от напряжения системы, к которой присоединен преобразователь. Этим свойством, вследствие реакции рассеяния системы, обладают даже выпрямители, работающие без задержки зажигания очередного вентиля, но особенно резко это свойство проявляется при регулируемых выпрямителях и инверторах. При преобразовании значительных электрических мощностей с этим свойством приходится считаться, так как работа преобразователя в таких условиях связана со значительной реактивной мощностью, потребляемой из системы переменного тока.

Известно, например, что дефицит реактивной мощности, возникающий на инверторном конце линий электропередачи постоянного тока, приводит к необходимости установки генераторов реактивной мощности, существенно влияющих на экономику линий постоянного тока.

В условиях преобразования значительных электрических мощностей, в силу ряда положительных качеств, является выгодной шестифазная схема, предложенная профессором Ларионовым, или каскадно-мостовые схемы, основанные на схеме Ларионова.

Уравнение изменения тока, уменьшающегося в течение времени коммутации применительно к этой схеме [1], выражается

$$i_3 = I_d \frac{\cos\alpha + \cos\left(\vartheta - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos\alpha + \cos(\alpha+\gamma)}. \tag{1}$$

Для определения угла перекрытия может служить следующее уравнение:

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2 I_d X_a}{E_{лm}}. \qquad (2)$$

Соотношения 1 и 2 справедливы при достаточно большой индуктивности в цепи постоянного тока преобразователя.

В этих уравнениях:

I_d — величина тока в цепи постоянного тока,

X_a — реактанс рассеяния трансформатора и системы переменного тока,

$E_{лm}$ — амплитуда вторичного линейного напряжения,

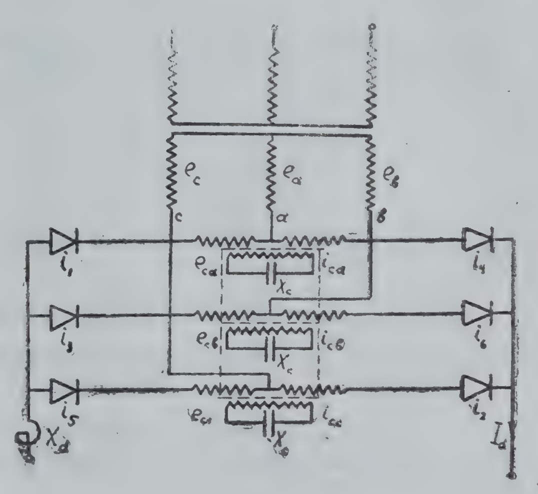
α — угол зажигания вентилей, отсчитываемый от момента зажигания при выпрямлении,

γ — угол перекрытия,

$\vartheta = \omega t$.

При работе в выпрямительном режиме с $\alpha \neq 0$ и особенно в режиме инвертирования этой схеме также присуще потребление из системы переменного тока реактивной мощности.

Помимо обычных способов генерирования реактивной мощности для преобразователей были предложены многочисленные так называемые схемы искусственной коммутации токов, которые принято делить на двухступенчатые и одноступенчатые. Среди последних известны [2] несколько схем, базирующихся на введении дросселя с выведенной средней точкой и параллельно подключенными конденсаторами или вспомогательного трансформатора, вторичные обмотки которого замкнуты на конденсаторы (фиг. 1).



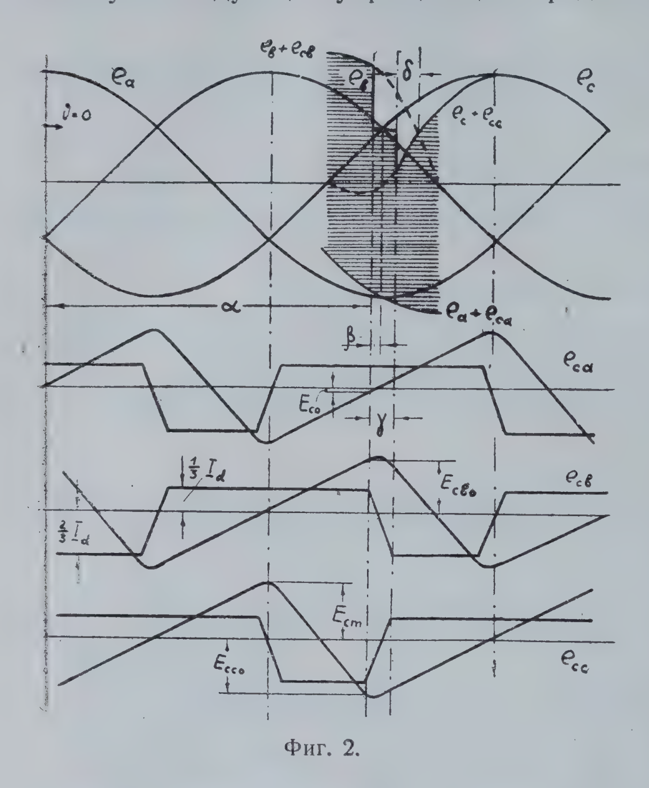
Фиг. 1.

Наличие в схеме такого вспомогательного трансформатора с конденсаторами во вторичных обмотках приводит к появлению в цепи переменного тока дополнительных э. д. с., накладывающихся на основные синусоидальные э. д. с. Искажение последних обеспечивает возможность увеличения угла α и изменение угла сдвига фаз между током и напряжением, так что инвертор, например, может быть избавлен от потребления реактивной мощности или даже работать в режиме генерирования ее. Кривые токов и напряжений, характеризующие работу преобразователя с искусственной коммутацией, показаны на фиг. 2.

Для оценки устойчивости работы инвертора, а также величины реактивной мощности инвертора необходимо иметь возможность определять угол γ.

Получим уравнение, характеризующее изменение тока в течение перекрытия, а также уравнение для определения угла γ при искусст-

венной коммутации. Для того, чтобы облегчить решение задачи, используем следующие упрощающие предпосылки:



Фиг. 2.

1. Не учитываем активные и им эквивалентные сопротивления электрической цепи.

2. Пренебрегаем намагничивающим током вспомогательного трансформатора.

3. Отказываемся от учета влияния емкости обмоток трансформатора, его выводов и вентилей на характер протекания процесса коммутации.

4. Считаем, что в цепи постоянного тока преобразователя имеется дроссель с достаточно большой индуктивностью.

В расчете используем следующие обозначения величин:

i_{cd}, i_{cb}, i_{cc} — токи через конденсаторы фаз a, b и c вспомогательного трансформатора,

i_3, i_5 — изменяющиеся в течение перекрытия токи вентилей 3 и 5,

e_{ca}, e_{cb}, e_{cc} — напряжения на конденсаторах фаз a, b и c,

E_{cao}, E_{cbo}, E_{cco} — напряжение на конденсаторах фаз a, b и c в момент начала коммутации,

X_a — сумма реактансов рассеяния главного и вспомогательного трансформаторов и приведенной реактивности системы переменного тока,

$X_c = \dfrac{1}{\omega C}$ — реактивное сопротивление емкости,

$$\frac{E_{лм}}{X_c - X_a} = A; \qquad \sqrt{\frac{X_c}{X_a}} = B;$$

$$E_{cbo} - E_{cco} = D.$$

Используя условия магнитного равновесия вспомогательного трансформатора, возможно связать первичные и вторичные токи. Такая связь получается проще при коэффициенте трансформации $\kappa_{тв} = 1$.

В интервале $\alpha - \dfrac{\pi}{3} + \gamma < \vartheta < \alpha$

$$I_d - i_{ca} + i_{cb} - I_d = 0,$$

$$I_d - i_{cb} + i_{cc} = 0,$$

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0,$$

$$i_{ca} = i_{cb} = \frac{1}{3} I_d, \qquad (3)$$

$$i_{cc} = -\frac{2}{3} I_d .$$

В интервале $\alpha < \vartheta < \alpha + \gamma$

$$\left.\begin{aligned} & I_d - i_{ca} + i_{cb} - i_3 = 0, \\ & i_3 - i_{cb} + i_{cc} - i_5 = 0, \\ & i_3 + i_5 = I_d, \\ & {}_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0, \\ & i_{ca} = \frac{1}{3} I_d, \end{aligned}\right\} \quad (4а)$$

$$i_{cb} = i_3 - \frac{2}{3} I_d , \qquad (4б)$$

$$i_{cc} = i_5 - \frac{2}{3} I_d, \qquad (4в)$$

Фиг. 3.

Для интервала $\alpha + \gamma < \vartheta < \alpha + \frac{\pi}{3}$,
аналогичным образом получим

$$i_{ca} = i_{cb} = \frac{1}{3} I_d , \qquad i_{cb} = -\frac{2}{3} I_d. \qquad (5)$$

Таким образом, вне периодов коммутации токи через конденсаторы выражаются через ток I_d.

Баланс напряжений для контура коммутации по фиг. 3
в интервале $\alpha < \vartheta < \alpha + \gamma$

$$\left.\begin{aligned} & e_{53} - e_{cb} - e_b + e_c - i_{s5} + e_{cc} = 0. \\ & e_s = -X_a \frac{di}{d\vartheta} . \\ & e_c = E_{co} + X_c \int i_c \cdot d\vartheta. \end{aligned}\right\} \quad (6)$$

Из 4(б) и 4(в) следует, что

$$i_{cb} - i_{cc} = i_3 - i_5 = i. \quad (7)$$

При отсчете углов от момента начала коммутации

$$e_b - e_c = E_{\text{лш}} \sin(\vartheta + \alpha).$$

Таким образом, уравнение (6) может быть заменено дифференциальным уравнением, характеризующим изменение разности токов i в течение периода перекрытия,

$$\frac{d^2 i}{d\vartheta^2} + \frac{X_c}{X_a}\, i = -\frac{E_{\text{лш}}}{X_a} \cos(\vartheta + \alpha). \quad (8)$$

Для решения уравнения (8) операторным методом определены начальные условия.

В момент начала коммутации при $\vartheta = 0$

$$i_0 = I_d \quad \text{и}$$

$$\left(\frac{di}{d\vartheta}\right)_0 = -\frac{E_{\text{лш}} \sin\alpha + Д}{X_a}.$$

Решение уравнения (8) применительно к инверторному режиму, когда $\beta = \pi - \alpha$, дает:

$$i = A\cos(\vartheta - \beta) + (I_d - A\cos\beta)\cos B\vartheta +$$

$$+ \left(\frac{Д}{BX_a} + AB\sin\ \beta\right) . \sin B\vartheta. \quad (9)$$

Решая совместно (4*а*) и (7), получим

$$i_3 = \frac{i + I_d}{2}, \quad (10а)$$

$$i_5 = \frac{I_d - i}{2}. \quad (10б)$$

Подстановка (9), например, в (10*а*) не дает определенной связи $i_3 = f(\vartheta)$, так как постоянная $Д$, среди прочих определенных величин, неизвестна.

Постоянную $Д$ можно определить, используя условия периодичности и уравновешенности трехфазной несинусоидальной системы токов и напряжений.

Из фиг. 2 следует

$$E_{cao} = E_{cbo} - X_c I_d \frac{\pi}{9},$$

$$E_{cco} = E_{cbo} - X_c I_d \frac{2\pi}{9} + X_c \int_0^{\gamma} i_3 \cdot d\vartheta, \quad (11)$$

$$Д = E_{cbo} - E_{cco} = X_c I_d \cdot \frac{2\pi}{9} - X_c \int_0^{\gamma} i_3\, d\vartheta.$$

Подставляя в (11) уравнение (10a) с учетом (9) и интегрируя, получим

$$Д = \frac{1}{1 + \cos B\gamma}\left[2X_c I_d\left(\frac{2\pi}{9} - \frac{\gamma}{9}\right) - AX_c \sin(\gamma - \beta) - \right.$$

$$\left. - BX_a (I_d - A\cos\beta)\cdot \sin B\gamma - AX_c \sin\beta \cdot \cos B\gamma\right]. \qquad (12)$$

В уравнении (12) постоянная $Д$ выражена через неизвестный угол перекрытия γ при искусственной коммутации токов.

Если использовать условие, что при $\vartheta = \gamma$ $i_3 = 0$ для (10a), получим:

$$\frac{A}{2} \cos(\gamma - \beta) + \frac{1}{2}\left(I_d - A\cos\beta\right)\cos B\gamma -$$

$$- \frac{1}{2}\left(\frac{Д}{BX_a} + AB\sin\beta\right)\cdot \sin B\gamma + \frac{1}{2} I_d = 0. \qquad (13)$$

Уравнение (12) и (13) при заданных I_d, $E_{лш}$, X_c,X_a и β составляют систему двух трансцедентных уравнений с двумя неизвестными $Д$ и γ, откуда эти величины и могут быть определены.

Подстановка постоянной $Д$ в уравнение (10a) с учетом (9) дает определенный закон изменения тока в течение перекрытия при искусственной коммутации.

Таким образом, вместо достаточно простого и легко решаемого уравнения для определения γ при естественной коммутации токов имеем систему двух трансцендентных уравнений для определения аналогичной величины при искусственной коммутации токов.

Уравнения (11, 12, 13) позволяют определять и другие величины, характерные для преобразователя с одноступенчатой искусственной коммутацией.

ЛИТЕРАТУРА

1. К. А. Круг. Электромагнитные процессы в установках с управляемыми ртутными выпрямителями. ОНТИ, 1935.
2. Gen. El, Rev., Willis, 1932, t. 35, p. 32.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

К ВОПРОСУ О НАИВЫГОДНЕЙШЕМ АЭРОДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ ВЕТРОЭЛЕКТРОСТАНЦИИ (ВЭС)

В. М. ОСИПОВ

(Представлено проф. докт. техн. наук И. Д. Кутявиным)

Под наивыгоднейшим аэродинамическим режимом ВЭС понимают установление таких чисел оборотов ветроколеса, при которых годовая выработка электроэнергии будет максимальной. В настоящее время этот вопрос решают путем сравнения различных вариантов расчета, что существенно усложняет анализ и делает такие расчеты весьма трудоемкими. Ниже излагается методика непосредственного определения параметров наивыгоднейшего режима.

Рассмотрим идеальную ВЭС, не имеющую потерь при преобразовании механической энергии в электрическую. Будем считать, что характеристика ветродвигателя задана. Предположим также, что мощность ВЭС ограничивается ее установленным (расчетным) значением. Мощность ВЭС будет равна [2]:

$$P = C_0 D^2 v^3 \xi = \varphi(v_{окр}, v), \ квт. \quad (1)$$

Уравнение кривой по продолжительности (убывающей интегральной кривой распределения) получим [2], если к выражению мощности добавим соотношение

$$t = T \int_v^\infty f(v)\, dv. \quad (2)$$

В режиме с переменной скоростью вращения, когда $v_{окр} = z_n v$, а $\xi = \xi_m$, площадь под кривой имеет максимально возможное значение. В режиме работы с постоянной скоростью вращения, задаваясь различными значениями $v_{окр}$, можно получить семейство кривых по продолжительности. На каждой из этих кривых имеется единственная точка, в которой $\xi = \xi_m$ и, следовательно,

$$P|_{v_{окр} = \text{const}} = P|_{v_{окр} = v_{ач}}.$$

Это равенство имеет место при скорости ветра $v = v_к = \frac{v_{окр}}{z_n}$; в любых других точках (т. е. при любой другой скорости ветра) будем иметь неравенство

$$P|_{v_{окр} = \text{const}} < P|_{v_{окр} = v_{ач}}.$$

Очевидно, общая точка может быть только точкой касания и, следовательно, кривая по продолжительности при $v_{окр} = v_{ar}$ является огибающей семейства кривых при $v_{окр} = \text{const}$. Нам надлежит найти наивыгоднейшее значение окружной скорости, т. е. из всего семейства выбрать кривую, которая ограничивала бы максимальную площадь. Этой кривой будет соответствовать совершенно определенная точка касания и, следовательно, задача может быть сведена к нахождению этой точки. В этом состоит идея метода, который мы и применим. Представим уравнение кривых в виде

$$t = \Phi(p).$$

Раскладывая эту функцию в степенной ряд при $p = p_к$, получим

$$t = t_к + \Phi'(p_к)\frac{p - p_к}{1} + \Phi''(p_к)\frac{(p - p_к)^2}{1 \cdot 2} + \ldots, \tag{3}$$

где $t_к$ и $p_к$ — координаты точки касания, в которой $\xi = \xi_m$. Так как функция $\Phi(p)$ непрерывна, то полученный ряд будет равномерно сходиться. Абсолютное значение членов ряда будет убывать, стремясь к нулю, следовательно, ряд будет абсолютно сходящимся. Годовая выработка энергии будет равна

$$A = \int_0^{P_p} t\,dp = \int_0^{P_p} t\,d(p - p_к) \quad квтч, \tag{4}$$

Имея в виду разложение (3) и произведя интегрирование, получим

$$A = t_к(p - p_к) + \Phi'(p_к)\frac{(p - p_к)^2}{1 \cdot 2} + \Phi''(p_к)\frac{(p - p_к)^3}{1 \cdot 2 \cdot 3} + \ldots \Big|_0^{P_p} \tag{5}$$

Осуществляя высказанную выше идею, возьмем производную по $p_к$ и приравняем ее нулю, тогда после преобразований получим

$$\frac{p - p_к}{p_к} = \sqrt{\frac{1 - \alpha(p_к)\dfrac{p_к}{3} + \ldots}{1 + \alpha(p_к)\dfrac{p_p - p_к}{3} + \ldots}}, \tag{6}$$

где

$$\alpha(p_к) = \frac{\dfrac{d\Phi''(p_к)}{dp_к} - \Phi'''(p_к)}{\dfrac{d\Phi'(p_к)}{dp_к} - \Phi''(p_к)}. \tag{7}$$

Наибольшее отклонение окружной скорости от наивыгоднейшей (оптимальной) в пределах $\pm 10\%$ не приводит к заметному уменьшению годовой выработки [1]. Этим определяется зона наивыгоднейшего аэродинамического режима. Величина окружной скорости окажется в указанной зоне, если подкоренное выражение будет изменяться в весьма широком интервале от 0,22 до 2,7. В силу этого

обстоятельства условие максимума годовой выработки приближенно можно представить в виде

$$\frac{p_p}{p_к}=\frac{2}{\left(1+\frac{\alpha}{6}-\frac{\alpha^2}{9}\right)^3}. \tag{8}$$

Откуда учитывая, что $p_к=c_0 D^2 v_к^3 \xi_m$, найдем скорость ветра, при которой коэффициент использования энергии ветра достигает максимального значения

$$v_к=\left(1+\frac{\alpha}{6}-\frac{\alpha^2}{9}\right)\cdot\sqrt[3]{\frac{p_p}{2c_0 D^2 \xi_m}} \tag{9}$$

и, следовательно, оптимальная окружная скорость будет равна

$$v_{окр.\,опт.}=\left(1+\frac{\alpha}{6}-\frac{\alpha^2}{9}\right) z_n \sqrt[3]{\frac{p_p}{2c_0 D^2 \xi_m}}. \tag{10}$$

При изменении α в пределах от $-0{,}4$ до $+0{,}7$ величина $v_{окр.\,опт.}$ изменяется всего на 6—8 %, поэтому при ориентировочных расчетах можно считать

$$v_{окр.\,опт.}=z_n\sqrt[3]{\frac{p_p}{2c_0 D^2 \xi_m}} \tag{11}$$

и

$$v_к=v_1=\sqrt[3]{\frac{p_p}{2c_0 D^2 \xi_m}}. \tag{12}$$

Таким образом, наивыгоднейшая окружная скорость вращения ветроколеса определяется быстроходностью ветродвигателя, расчетной мощностью, диаметром ветроколеса и максимальным значением коэффициента использования энергии ветра и весьма мало зависит от функции распределения скорости ветра (повторяемости ветра). Последнее обстоятельство особенно важно, так как позволяет довольно точно определять наивыгоднейшую скорость вращения, не имея данных о повторяемости ветра. Более точное значение $v_{окр.\,опт.}$ может быть найдено, если учтем зависимость α от $v_к$. Вычисляя последовательно производные по уравнению интегральной кривой в параметрической форме (т. е. по уравнению (1) и (2) и подставляя их значение в равенство (7), а также учитывая, что $\alpha=\alpha(p_к)\frac{p_к}{3}$), получим при распределении скорости ветра по нормальному закону

$$\alpha=-\frac{2(v_к-v_{ср})v_к}{9\sigma^2}+\frac{2z_n^2}{9(z_0-z_n)^2}. \tag{13}$$

Для распределения Гуллена находим [2]

$$\alpha=\frac{2\left[a v_к-3 a v_к \operatorname{tg}(a v_к)\right]}{9\operatorname{tg}(a v_к)}+\frac{2z_n^2}{9(z_0-z_n)^2}. \tag{14}$$

Если подставить эти значения α в (9), то получим довольно сложное уравнение, решить которое будет затруднительно. Можно поступить иначе и практически без ущерба для точности. Поскольку $v_к$ весьма мало отличается от v_1, то можно подсчитывать α при $v_к = v_1$ и это значение подставлять в (9) или (10). Зная окружную скорость, легко получить значения начальной (v_0) и расчетной (v_p) скоростей ветра. В нашем случае, когда потери отсутствуют

$$v_0 = \frac{v_{окр}}{z_0},$$

где z_0 — синхронная модульность.

$$v_p = \frac{v_{окр}}{z_p}.$$

Однако z_p неизвестно. Из (6) с учетом соотношения $\frac{v_к}{v_p} = \frac{z_p}{z_n}$ находим

$$\xi_p = \xi(z_p) = \frac{2\,\xi_m}{\left(1 + \frac{\alpha}{6} - \frac{\alpha^2}{9}\right)^3} \left(\frac{z_p}{z_n}\right)^3.$$

Точка пересечения этой кривой с характеристикой ветродвигателя $\xi(z)$ определит ξ_p и z_p. Займемся теперь вопросом об определении годовой выработки ВЭС в наивыгоднейшем аэродинамическом режиме. Из рассмотрения кривых по продолжительности видно, что с увеличением среднегодовой скорости ветра кривизна кривых уменьшается приближаясь к нулю, затем знак кривизны для начальной части кривой меняется на обратный, однако сама кривая мало отличается от прямой. Это наблюдается для обоих теоретических распределений. При достаточно высоких среднегодовых скоростях ветра замена кривых прямыми внесет сравнительно небольшую погрешность в определение годовой выработки. Такая замена равносильна взятию двух первых членов ряда (3). Если же взять четыре члена, то будем иметь высокую точность практически во всех случаях. Таким образом, можно считать, что $t = \Phi(p)$ есть полином третьей степени и, следовательно, к интегралу (4) применима теорема, согласно которой

$$A = \int_o^{p_p} \Phi(p)\,dp = \frac{p_p}{6}\left[\Phi(o) + 4\,\Phi\left(\frac{p_p}{2}\right) + \Phi(p_p)\right]$$

или

$$A = \frac{p_p}{6}\left[t_0 + 4\,t_1 + t_p\right] \text{ квтч}, \qquad (15)$$

где t_0, t_1 и t_p — продолжительности, соответствующие скоростям ветра v_0, v_1 и v_p, которые могут быть определены по формуле (2) или кривым [2].

Можно получить гораздо более простую, но менее точную формулу для определения годовой выработки. В разложении (5) при $p_к = \frac{p_p}{2}$ главную роль будет играть первый член, т. е.

$$A \cong p_p\,t_1 \text{ квтч}, \qquad (16)$$

что равносильно замене кривой по продолжительности прямой, являющейся касательной в точке $\left(\frac{p_p}{2}, t_1\right)$. Формула пригодна для ориентировочных расчетов.

Приведенные формулы остаются справедливыми и в случае, когда общий к. п. д. ВЭС не зависит от скорости ветра, только определение начальной скорости v_0 должно быть произведено с учетом потерь. В случае переменных потерь задача существенно усложняется, однако предлагаемая методика в принципе применима и в этом случае. Анализ этого вопроса показывает, что наивыгоднейшая окружная скорость несколько увеличивается, причем тем больше, чем больше отношение номинального суммарного к. п. д. ВЭС к значению к. п. д. при $v = v_к$.

Выводы

1. Наивыгоднейшая окружная скорость вращения ветроколеса практически мало зависит от вида функции распределения скорости ветра и ее параметров, а определяется быстроходностью ветродвигателя, расчетной мощностью и величиной максимального коэффициента использования энергии ветра.

2. Предлагаемый графоаналитический метод расчета параметров наивыгоднейшего аэродинамического режима ВЭС позволяет практически с той же точностью, что и прежняя методика, но гораздо быстрее провести расчет и выявить влияние различных факторов на этом режиме. Полученные соотношения с успехом могут быть использованы для расчета режима, отличного от наивыгоднейшего.

ЛИТЕРАТУРА

1. Покатаев А. И. Вопросы параллельной работы ВЭС с быстроходными ветродвигателями стабилизаторного типа через синхронный генератор на сеть. Диссертация. М., 1952.

2. Осипов В. М. Некоторые вопросы ветроэнергетических расчетов. Известия Томского политехнического института, том 94, ГЭИ, 1958.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ИСТОРИИ, КЛАССИФИКАЦИИ И АНАЛИЗА ТЕОРЕТИЧЕСКОЙ ТОЧНОСТИ РАБОТЫ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ МЕХАНИЗМОВ ДЛЯ ОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЛИПСОВ

Е. И. ТОРОПЫГИН

(Представлено научным семинаром кафедр начертательной геометрии и графики вузов г. Томска)

Наши конструкторы и чертежники не пользуются в своей практике механизмами для вычерчивания эллипсов ввиду отсутствия их серийного выпуска и слабой популяризации. Описания таких механизмов и приборов встречаются только в патентной литературе и специальных журналах и сборниках, издаваемых весьма ограниченным тиражом. Известные две работы из отечественной литературы, посвященные вопросам теории и описания чертежных механизмов [1, 2], в настоящее время очень устарели.

Существенным тормозом в деле широкого применения указанных механизмов в чертежной практике является также отсутствие данных о результатах их применения, так как далеко не все механизмы, известные, например, из патентной литературы, соответствуют своему прямому назначению.

Настоящая статья наряду с вопросами истории и классификации механизмов для образования эллипсов освещает результаты анализа теоретической точности работы некоторой группы рассматриваемых механизмов.

История и состояние вопроса

Работа над созданием механизмов для вычерчивания эллипсов берет свое начало с глубокой древности. Еще Леонардо да Винчи изобрел эллипсограф для обработки эллиптических поверхностей, который мог быть применен также и для вычерчивания эллипсов. В конце прошлого столетия были известны такие механизмы, как эллипсограф Тульмина [1], механизм для вычерчивания эллипсов Делоне [2] и ряд других. В настоящее время нам известно свыше 80 конструкций механизмов для вычерчивания эллипсов, не считая более сложных, таких, как аксонографы, аффинографы, коникографы, которые в частном случае также могут вычерчивать эллипсы.

Однако, несмотря на такую сравнительную давность существования механизмов для вычерчивания эллипсов, вопросам теории кон-

струирования их, исследованию теоретической точности вычерчивания кривых и выработке критерия оценки качества работы их в тех или иных условиях не уделялось должного внимания. Известно только, что Делоне в своей книге [2], излагая вопросы теории преобразования движений, теории инвертирования с описанием некоторых конструкций инверсоров, дает значительное количество материала, в частности, и для конструирования указанных механизмов. Однако эта работа далеко не исчерпывает всего вопроса в целом. Книга В. Фон-Бооля [1] имеет в основном описательный характер с изложением теории отдельно взятых механизмов. Некоторые вопросы изложены в справочной литературе [4] и др.

В таких работах, как кандидатская диссертация Г. П. Вяткина [6], включающая рассмотрение многих конструкций механизмов, и в частности для вычерчивания эллипсов, кандидатская диссертация О. В. Хотимской [7] с описанием механизма для вычерчивания кривых второго порядка, в работах Г. А. Ушакова [9], Г. Б. Вальца [8] и др. имеются конструкции различных чертежных механизмов с характеристикой работы некоторых из них, но все эти механизмы плоского типа и, как уже указывалось в статье автора [5], отличаются своей сложностью и громоздкостью. Пространственные механизмы для вычерчивания эллипсов, имея ряд существенных преимуществ перед плоскими, до сих пор, однако, недостаточно исследованы.

Свои дальнейшие рассмотрения механизмов мы ограничиваем механизмами пространственного типа.

Классификация пространственных механизмов

За основу классификации пространственных механизмов примем характер тех теоретических ошибок, которые им свойственны в силу их конструктивных недостатков. Это значительно упрощает теоретические исследования указанных механизмов.

Все существующие пространственные механизмы для вычерчивания эллипсов можно разделить на две части. Первая часть воспроизводит или создает кривую эллипса. Обеспечивается это либо параллельным проектированием наклонного круглого диска на плоскость чертежа [10, 19], либо наличием особого эллиптического барабана [21] или шаблона [18]. Вторая часть служит для изменения величины эллипса, воспроизведенного первой частью.

Автору известно 17 конструкций рассматриваемых механизмов. Все они могут быть разбиты на следующие четыре группы.

Первая группа включает в себя механизмы, в которых изменение величины эллипса, воспроизведенного первой частью механизма, выполняется методом подобия. Некоторую характеристику работы механизмов этой группы дает В. Фон-Бооль [1]. Описывая конструкцию трехконечного циркуля, он отмечает, что изменение величины эллипса при одном и том же соотношении осей (одном и том же шаблоне) возможно только в небольших пределах, так как при этом механизм дает не строгую форму эллипса. Частично механизмы этой группы были исследованы автором в его статье [5], где аналитически было установлено, что действительно такие механизмы не обеспечивают образование геометрически точной кривой эллипса. К механизмам этой группы относятся: 1. Эллиптический циркуль Роберта Кайлерта [18]. 2. Прибор для вычерчивания кривых Б. Д. Пец [16]. 3. Трехконечный циркуль [1].

Вторая группа включает в себя механизмы, действие которых основано на изменении величины эллипса, воспроизведенного

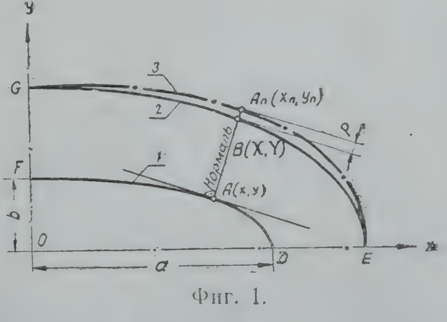
первой частью механизма, откладыванием постоянного отрезка прямой по нормали к этому эллипсу. К таким механизмам относятся: 1) прибор для вычерчивания криволинейных фигур, концентричных данной фигуре А. И. Шершнева [17], 2) эллиптический циркуль Корнелиуса Отт [19], представленный в двух вариантах.

Третья группа включает в себя механизмы, которые производят изменение величины эллипса, воспроизведенного первой частью механизмов, откладыванием постоянного отрезка прямой по радиусу-вектору к этому эллипсу. К таким механизмам относятся: 1) циркуль для вычерчивания эллипсов и других кривых И. Гюнтера [20], 2) эллипсограф П. П. Николаенко [21], 3) циркуль для вычерчивания эллипсов Н. А. Кожемякина [22], 4) прибор для вычерчивания эллипсов В. Ф. Гумилевского [23].

Четвертая группа включает все остальные механизмы. В отличие от механизмов первых трех групп эти механизмы избавлены от теоретических ошибок. Среди механизмов этой группы имеются общие по своему принципу работы. Поэтому они в свою очередь могут быть разделены на две подгруппы. В первую подгруппу войдут механизмы, действие которых основано на качении одной окружности внутри неподвижной другой, причем диаметр подвижной окружности вдвое меньше неподвижной. Известно, что при этом все точки как внутри подвижной окружности, так и жестко с ней связанные за ее пределами совершают эллипсы [1]. К таким механизмам относятся: 1) эллипсограф Брауна [1], 2) Эллипсограф М. И. Андреева [11], 3) эллиптический циркуль с параллельным кривошипным механизмом и двумя равными зацепленными шестернями [12]. Во вторую подгруппу войдут механизмы, действие которых основано на самых разнообразных принципах: 1) эллиптический циркуль Бургарда [1], 2) прибор для вычерчивания эллипсов С. Е. Смотрова [13], 3) Циркуль для вычерчивания эллипсов С. И. Гадалина [14], 4) прибор для вычерчивания эллипсов и других кривых В. И. Домашева [15], 5) эллиптический циркуль автора, представленный в двух вариантах [10].

Анализ теоретической точности работы механизмов второй группы

Как уже указывалось [5], подавляющее большинство механизмов для вычерчивания эллипсов не обеспечивает вычерчивание точных кривых эллипса в силу своих конструктивных недостатков. Однако заявить о полной их непригодности было бы неправильно. С этой точки зрения исследование характера тех кривых, которые образуют данные механизмы, сопоставление их с геометрически точными кривыми определит области практического применения их и обеспечит получение исходных данных для перехода к более совершенным конструкциям. В данной статье производится исследование кривых, полученных применением механизмов второй группы. В статье [5] не было сделано конкретного определения той зависимости, которая имеет место между параметрами и размерами вычерчиваемой кривой и максимальной ошибкой механизмов. Чтобы решить указанную задачу в общем виде, введем следующие обозначения (фиг. 1):



Фиг. 1.

$$OD = a, \qquad OF = b,$$

где a и b — полуоси эллипса 1, полученного первой частью механизмов. Прямая ABA_n является нормалью к эллипсу 1. Кривая 2—эллипс с полуосями $a+d$ и $b+d$. Кривая 3—эквидистанта эллипса 1, полученная с помощью рассматриваемых механизмов откладыванием постоянного отрезка прямой d по нормалям к эллипсу 1, т. е.

$$DE = AA_n = GF = d.$$

Напишем уравнения эллипсов 1 и 2

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} = 1, \quad \frac{X^2}{(a+d)^2} + \frac{Y^2}{(b+d)^2} = 1. \tag{1}$$

Расстояние между любыми двумя точками, из которых одна находится на эллипсе 1, а другая—на эллипсе 2, определится уравнением

$$L = \sqrt{(X-x)^2 + (Y-y)^2}\ . \tag{2}$$

Если принять во внимание принцип работы механизмов, то теоретическую ошибку их следовало бы определять по нормали к эллипсу 1. Но введение дополнительного уравнения нормали значительно усложняет решение поставленной задачи. Поэтому с ничтожно малой погрешностью, не превышающей 0,01%, ошибку механизмов p можно определять по следующему уравнению

$$A_nB = p = d - L_{\min}, \tag{3}$$

где $L_{\min}$ — наименьшее расстояние между двумя текущими точками A и B, из которых точка A находится на эллипсе 1, а точка B—на эллипсе 2. В этом случае ошибка механизмов p будет иметь максимальное свое значение, которое и представляет для нас наибольший интерес. Для определения $L_{\min}$ применим метод Лагранжа и напишем уравнение функции многих переменных, в которое войдут уравнения (1, 2) и неопределенные множители λ_1, λ_2 [25]

$$\Phi = (X-x)^2 + (Y-y)^2 + \lambda_1 \left[\frac{X^2}{(a+d)^2} + \frac{Y^2}{(b+d)^2} - 1\right] + \lambda_2 \left[\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2} - 1\right].$$

Возьмем частные производные от этой функции

$$\Phi^1{}_x = -(X-x) + \lambda_2 \frac{x}{a^2} = 0. \tag{4}$$

$$\Phi^1{}_y = -(Y-y) + \lambda_2 \frac{y}{b^2} = 0. \tag{5}$$

$$\Phi^1{}_X = X - x + \lambda_1 \frac{X}{(a+d)^2} = 0. \tag{6}$$

$$\Phi^1{}_Y = Y - y + \lambda_1 \frac{Y}{(b+d)^2} = 0. \tag{7}$$

Из уравнений (4) и (5) имеем

$$X = \frac{(\lambda_2 + a^2)\,x}{a^2}, \qquad Y = \frac{(\lambda_2 + b^2)\,y}{b^2}. \tag{8}$$

Подставляя эти значения X и Y в уравнения (6) и (7), получим

$$\lambda_1 = -\frac{\lambda_2 (a+d)^2}{\lambda_2 + a^2}, \quad \lambda_1 = -\frac{\lambda_2 (b+d)^2}{\lambda_2 + b^2}.$$

Из этих уравнений получаем значение одного из неопределенных множителей

$$\lambda_2 = \frac{a^2 (b+d)^2 - b^2 (a+d)^2}{(a+d)^2 - (b+d)^2}. \tag{9}$$

Для определения значения x при $L_{\min}$ в уравнение (1) подставим значение y из (8) и получим

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{Y^2 b^2}{(\lambda_2 + b^2)^2} = 1.$$

Вместо Y подставим его значение из (1)

$$\frac{x^2}{a^2} + \frac{[(a+d)^2 (b+d)^2 - X^2 (b+d)^2]\, b^2}{(a+d)^2\ (\lambda_2 + b^2)^2} = 1.$$

Подставляя значение X из (8) в это уравнение, получим

$$x^2 = \frac{a^4 (a+d)^2 \left[(\lambda_2 + b^2)^2 - b^2 (b+d)^2\right]}{a^2 (a+d)^2 (\lambda_2 + b^2)^2 - b^2 (b+d)^2 (\lambda_2 + a^2)}. \tag{10}$$

Чтобы получить значение $L_{\min}$, множим уравнение (4) на $(X - x)$, а уравнение (5) на $(Y - y)$. Полученные результаты складываем и получаем

$$(X - x)^2 + (Y - y)^2 = \lambda_2 \left[\frac{x}{a^2}(X - x) + \frac{y}{b^2}\ (Y - y)\right].$$

Левая часть этого уравнения согласно (2) представляет собой значение $L^2_{\min}$. Подставляя в правую часть его значение X и Y из (8), получим

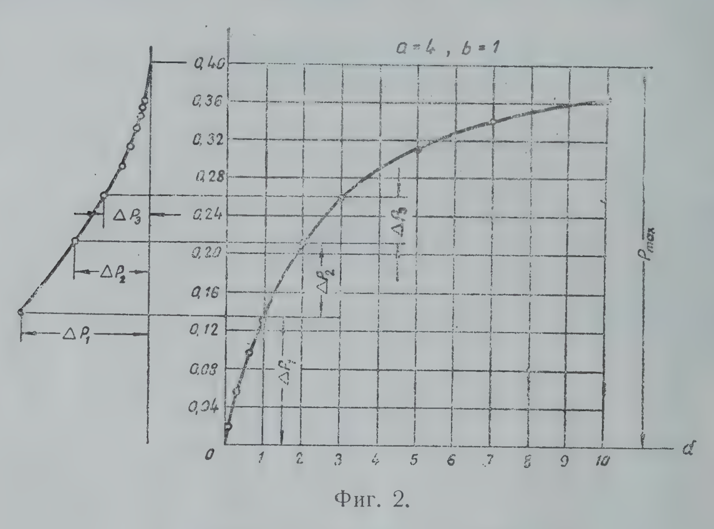
$$L^2_{\min} = \lambda_2 \left[\frac{(\lambda_2 + a^2)\,x^2}{a^4} + \frac{(\lambda_2 + b^2)\,y^2}{b^4} - \left(\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2}\right)\right].$$

Замечая, что значение $\left(\frac{x^2}{a^2} + \frac{y^2}{b^2}\right)$ на основании (1) равно единице, и подставляя значение y^2 из (1), получаем выражение

$$L_{\min} = \frac{\lambda_2}{a^2 b} \sqrt{a^4 - x^2 (a^2 - b^2)}. \tag{11}$$

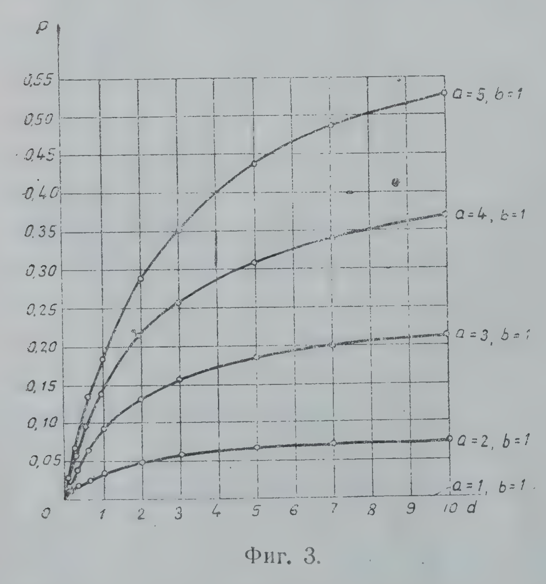
Таким образом, ошибка механизмов p определится применением уравнений (9), (10), (11) и, как заключительного, (3).

Для упрощения решения задачи применительно к тому или иному конкретному примеру, необходимо, задавшись параметрами a, b и d, заранее произвести подсчет величин по вышеупомянутым формулам, свести их в таблицы и выразить графически. Нами для соотношения осей $\frac{a}{b}=\frac{2}{1}$, $\frac{a}{b}=\frac{3}{1}$, $\frac{a}{b}=\frac{4}{1}$ и $\frac{a}{b}=\frac{5}{1}$ при изменении d в пределах от 0 до 10 произведен подсчет искомых величин. Для соотношения осей $\frac{a}{b}=\frac{4}{1}$ при-



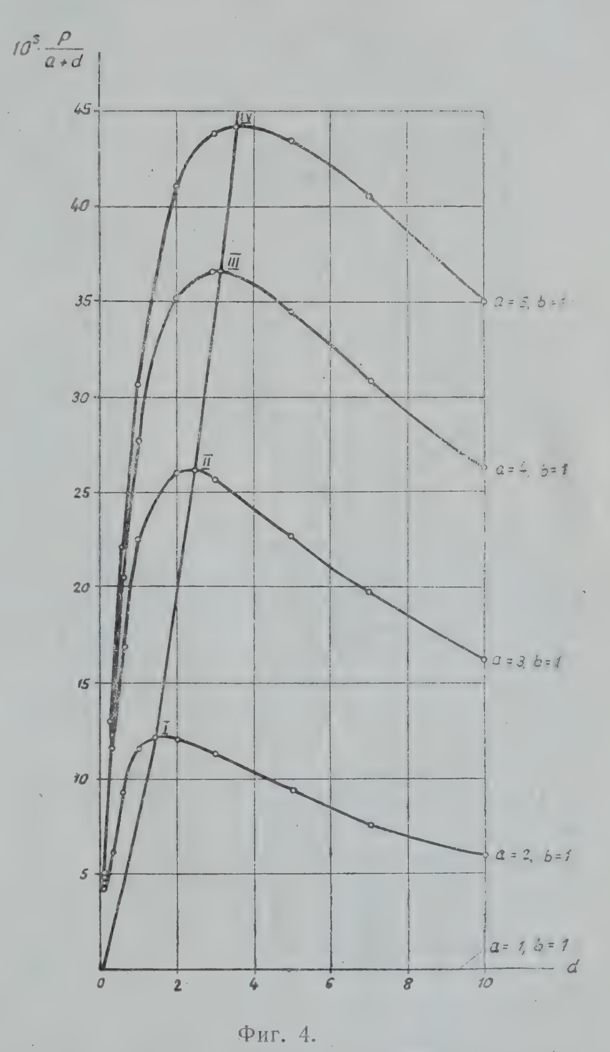
Фиг. 2.

веден график (фиг. 2). Как видно из графика, абсолютная ошибка механизмов p растет медленнее d и кривая асимптотически приближается к какой-то предельной величине p_{max}, которая легко и достаточно точно определяется по известному способу нахождения установившейся температуры двигателя [27]. Слева от графика по этому способу и произведено определение p_{max}, где также показана сущность этого способа. Для определения абсолютной ошибки механизмов при промежуточных значениях a и d на фиг. 3 приводится сводный график. Определение абсолютной ошибки в этом случае следует производить, применяя метод интерполяции расстояния между теми смежными кривыми и при тех значениях d, которые будут представлять интерес. Сопоставление полученных кривых между собой (фиг. 3) указывает на то, что с увеличением вытянутости эллипса максимальная абсолютная ошибка механизмов p_{max} растет.



Фиг. 3.

В практике пользования деталями, имеющими эллиптическую форму (эллиптические кулачки, цилиндры и т. д.), чаще представляет интерес не абсолютная величина отклонения формы, а относительная. Для этой цели на фиг. 4 представлены кривые, которые выражают такую зависимость, где за меру искажения геометрической формы эллипса принимается отношение абсолютной ошибки механизмов p к длине большой полуоси $a+d$ вычерчиваемой кривой. Для удобства отсчетов относительная ошибка механизмов представлена на графике величиной, в тысячу раз превышающей ее действительное значение.



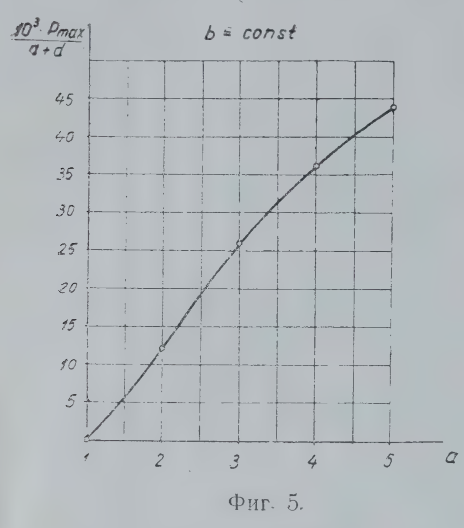
Фиг. 4.

Как показывает характер этих кривых, относительная ошибка механизмов с увеличением d вначале резко растет, затем по достижении определенного максимума постепенно начинает падать. Кривая 0 I II III IV представляет собой максимальные значения относительных ошибок механизмов при различных отношениях осей вычерчиваемой кривой. С увеличением вытянутости вычерчиваемой кривой значение относительной ошибки растет. С помощью кривых, полученных на фиг. 4, можно определять относительную ошибку механизмов не только для выбранных вариантов отношения осей кривой, но и для промежуточных значений. Для этого снова нужно применить метод интерполяции. Попытка автора привести зависимость между a, d и p при $b = \text{const}$ к виду, удобному для номографирования из выравненных точек [28], позволяющего быстро и достаточно точно определять промежуточные значения, к положительным результатам не привела.

Для быстрого исчисления промежуточных значений максимальных относительных ошибок механизмов $p_{\text{отн. (max)}}$, в зависимости от изменения большой полуоси вычерчиваемой кривой при $b = \text{const}$, на фиг. 5 приводится график.

Относительная ошибка механизмов позволяет определить пригодность принципа работы механизмов этой группы к механической обработке эллиптических деталей методом копирования. Копирование эллиптических кулачков и копиров по второму классу точности со-

гласно принятым допускам [26] для соотношения осей эллипса $\frac{a}{b} \leqslant 2$ может производится только при $\frac{d}{b} \leqslant 0{,}1$ (фиг.4), по третьему классу — при $\frac{d}{b} \leqslant 0{,}15$. Это означает, что практически механическая



Фиг. 5.

обработка эллиптических кулачков и копиров без предварительного учета относительной ошибки механизмов производиться не может. То же самое можно сказать относительно механической обработки эллиптических цилиндров для счетно-решающих устройств, которые обрабатываются по второму классу точности [3].

Пример

Дано: $a = 150$ *мм*, $b = 50$ *мм* и $d = 100$ *мм*.

Найти абсолютное и относительное отклонение кривой, полученной механизмами второй группы от геометрической формы эллипса.

Решение. В соответствии с фиг. 3 для $a = 3$, $b = 1$ и $d = 2$ находим $p = 0{,}130$. Или для нашего примера $p = 0{,}130 \cdot 50$ *мм* $= 6{,}5$ *мм*. Произведя замер абсолютной теоретической ошибки непосредственно на чертеже (фиг. 6), представленном в масштабе 1:2, получаем $3{,}35 \times 2 = 6{,}7$ *мм*. Это означает, что разность между аналитически подсчитанной и графически построенной теоретической ошибкой приборов составляет 0,2 *мм* и находится в пределах точности графических построений.

Относительная ошибка в соответствии с фиг. 4 составит $p_{отн} = 0{,}026$. Согласно принятым допускам [26, 3] механическая обработка деталей эллиптической формы по принципу работы рассматриваемых механизмов второй группы по второму классу точности применительно к нашему примеру производиться не может.

В итоге анализа теоретической точности работы механизмов второй группы следует отметить следующее.

1. С помощью математического анализа задача по определению теоретических ошибок решена в общем виде.

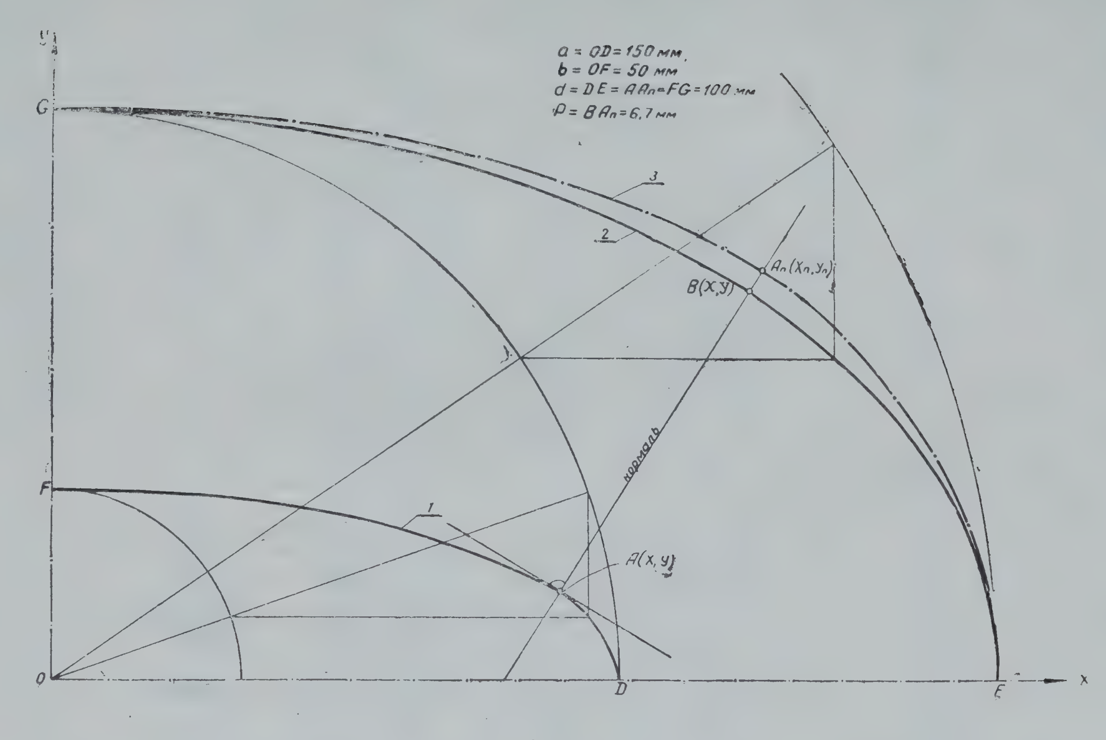
2. Графические исследования, облегчающие математические подсчеты, позволяют быстро и достаточно точно определять теоретические ошибки механизмов.

3. Проведенные графоаналитические исследования помогут определить достоинства и недостатки механизмов второй группы и найти ту техническую область, где они согласно принятым допускам и условиям могут иметь применение.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Фон Бооль. Инструменты и приборы для черчения с изложением их теории, Изд. Моск. Отд. Император. Рус. техн. общ., М, 1892.

2. Н. Е. Делоне. Передача вращения и механическое черчение кривых шарнирно-рычажными механизмами, Типогр. Киршбаума, Дворцов. площ. С.-Петербург, 1894.


a = OD = 150 мм
b = OF = 50 мм
d = DE = AAn = FG = 100 мм
ρ = BAn = 6,7 мм
y
G
F
O
D
E
x
1
2
3
An(Xn, Yn)
B(X, Y)
A(x, y)
нормаль

Фиг. 6.

3. С. О. Доброгурский, В. К. Титов, Счетно-решающие устройства, Оборонгиз, М., 1953.
4. H. Dubbel, Taschenbuch fur den Maschinenbau, I Berlin, 1949.
5. Е. И. Торопыгин. Исследование эллиптических циркулей, Изв. Томск. политехн. института, т. 85, Томск, 1957.
6. Г. П. Вяткин. Механизмы для вычерчивания плоских кривых и аксонометрических изображений, канд. диссерт., М., 1949.
7. О. В. Хотимская. Исследование применения кривых второго порядка в некоторых технических задачах, канд. диссерт., М., 1951.
8. Г. В. Вальц. Некоторые вопросы механизации чертежного процесса, сборник Методы начертательной геометрии и ее приложения, М., Гостехиздат, 1955.
9. Г. А. Ушаков. Механизмы для наглядного изображения горных выработок в афинных и аксонометрических проекциях, сборник Методы начертательной геометрии и ее приложения, М., Гостехиздат, 1955.
10. Е. И. Торопыгин. Конструирование эллиптических циркулей, Изв. Томского политехн. института, изд. института, т. 85, Томск, 1957.
11. М. И. Андреев. Эллипсограф новой конструкции, Судостроение, № 2, Судпромгиз, 1951.
12. В. Мейер Цур Капеллен. Математические инструменты, изд. Иностр. литературы, М., 1950.
13. С. Е. Смотров. Прибор для вычерчивания эллипсов, Советский патент № 19793 по кл. 42 а, 12 от 31 янв 1929.
14. С. И. Гадалин и Т. И. Гадалина. Циркуль для вычерчивания эллипсов, Советский патент № 20324 по кл. 42 а, 12 от 4 апреля 1929.
15. В. И. Домашев. Прибор для вычерчивания эллипсов и др. кривых, Советский патент №16003 по кл. 42 а от 13 июля 1929.
16. Б. Д. Пец. Прибор для вычерчивания различных кривых, Советское авторское свидетельство №35377 по кл. 42 а, 14 от 20 сент. 1932.
17. А. И. Шершнев. Прибор для вычерчивания криволинейных фигур, концентричных данной фигуре. Советский патент №2871 по кл. 42 а от 4 декабря 1922.
18. Robert Kahlert in Lauf b. Nürnberg. Zirkel zum Zeichnen von Ellipsen und ähnlichen Kurven. Patentiert im Deutschen Reiche №483720 vom 7 Marz 1928 ab.
19. Cornelius Ott in Stuttgart - Hofen. Gerät zum Zeichnen Ellipsen. Patentiert im Deutschen Reiche №603712 vom 8 juni 1933 ab.
20. И. Гюнтер. Циркуль для вычерчивания эллипсов и др. кривых, Советский патент №11464 по кл. 42 а, 12 от 30 сентября 1929.
21. П. П. Николаенко. Эллипсограф. Советский патент № 9695 по кл. 42 а, от 29 марта 1928.
22. Н. А. Кожемякин. Циркуль для вычерчивания эллипсов, Советское авторское свидетельство №42693 по кл. 42 а, 12 от 3 сент.1934.
23. В. Ф. Гумилевский. Прибор для вычерчивания эллипсов, Советское авторское свидетельство № 28022 по кл. 42 а, 12 от 31 окт. 1932.
24. С. Б. Галустян и Н. М. Шейдаев. Кривые 2-го порядка и их применение в технике и естествознании, изд. АКИИ, Баку, 1936.
25. Г. М. Фихтенгольц. Основы математического анализа, том 2, Гостехиздат, М., 1956.
26. С. В. Грумм-Гржимайло. Выбор допусков в машиностроении, Машгиз М., 1950.
27. НКТП Главэнерго. ЦЭС. Электротехнические правила и нормы, ОНТИ, Госэнергоиздат, М.—Л., 1933.
28. Н. М. Герсеванов. Теория и построение инженерных номограмм, ОНТИ—НКТП—СССР, М.—Л., 1937.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

НЕКОТОРЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОЦЕССА КОММУТАЦИИ С УЧЕТОМ ВЗАИМОИНДУКТИВНОСТИ

А. И. СКОРОСПЕШКИН

(Представлено научно-технической конференцией ЭМФ)

Аналитическое исследование процесса коммутации, как правило, проводится без учета взаимоиндуктивности между коммутируемыми секциями.

Известно, что последняя оказывает существенное влияние на процесс изменения тока в секции при переходе ее из одной параллельной ветви в другую.

В реальных машинах ширина щетки ($b_щ$) обычно больше ширины коллекторного деления ($b_к$) и взаимоиндуктивная связь между коммутируемыми секциями всегда имеет место.

В связи с этим было проведено исследование процесса коммутации с учетом взаимоиндуктивности.

Для аналитического решения используется один из частных случаев зависимости переходного сопротивления щеточного контакта от плотности тока—гиперболическая зависимость. Такая зависимость обеспечивает постоянство переходного падения напряжения. Тем самым характер дифференциальных уравнений упрощается и решение их облегчается.

Рассмотрение проводится для двух случаев:

1) $b_k < b_щ < 2b_к$ и 2) $b_щ = 2b_к$.

1. $b_к < b_щ < 2b_к$.

Применительно к схеме, представленной на фиг. 1, дифференциальные уравнения, описывающие изменение тока в 1 и 2 коммутирующих контурах, выражаются в следующем виде:

$$L_c \frac{di_4}{dt_1} + i_4 r_c + M \frac{di_5}{dt_1} = 0, \quad (1)$$

Фиг. 1.

$$L_c \frac{di_5}{dt_1} + i_5 r_c + M \frac{di_4}{dt_1} = 0. \quad (2)$$

На фиг. 1 и в уравнениях (1), (2) приняты обозначения:

t_1 — текущее время;

i_a — ток параллельной ветви;

i_4, i_5 — токи в коммутируемых секциях 1, 2, соответствующие времени t_1;

$i_1 = i_a - i_4$, $i_2 = i_4 - i_5$, $i_3 = i_a + i_5$ — токи в соединительных проводах, соответствующие положению щетки, представленному на фиг. 1, в течение времени t_1;

r_c — сопротивление секции;

L_c — индуктивность секции;

M — взаимоиндуктивность между секциями.

Время t_1 действительно от 0 до $(T - T_к)$, где

T — период коммутации, соответствующий полной ширине щетки;

$T_к$ — время коммутации, определяемое шириной коллекторного деления.

Точка O (фиг. 1) принимается за начальное положение щетки ($t_1 = 0$) и от нее ведется отсчет времени.

При составлении уравнений (1), (2) предполагается, что коммутирующая э. д. с. отсутствует ($e_к = 0$) и сопротивление соединительных проводов мало по сравнению с сопротивлением секции.

После ряда преобразований система уравнений (1) и (2) относительно тока i_5 для 2 коммутируемой секции может быть представлена уравнением

$$\frac{d^2 i_5}{dt_1^2}\left(\frac{M}{L_c} - \frac{L_c}{M}\right) - \frac{di_5}{dt_1}\,\frac{2r_c}{M} - i_5\,\frac{r_c^2}{L_c M} = 0. \qquad (3)$$

Решение этого уравнения записывается выражением

$$i_5 = C_1 e^{k_1 t_1} + C_2 e^{k_2 t_1}, \qquad (4)$$

где

κ_1 и κ_2 — корни характеристического уравнения;

C_1 и C_2 — постоянные интегрирования.

Из уравнения (3)

$$\kappa_1 = \frac{r_c L_c + r_c M}{M^2 - L_c^2} \quad \text{и} \qquad (5)$$

$$\kappa_2 = \frac{r_c L_c - r_c M}{M^2 - L_c^2}. \qquad (6)$$

Постоянные интегрирования определяются из начальных условий. При $t_1 = 0$

$$i_5 = i_a,$$

$$\frac{di_5}{dt_1} = 0. \qquad (7)$$

В результате находим

$$C_1 = \frac{\kappa_2 i_a}{\kappa_2 - \kappa_1} \tag{8}$$

и

$$C_2 = \frac{\kappa_1 i_a}{\kappa_2 - \kappa_1} . \tag{9}$$

После подстановки (8), (9) в (4) получаем

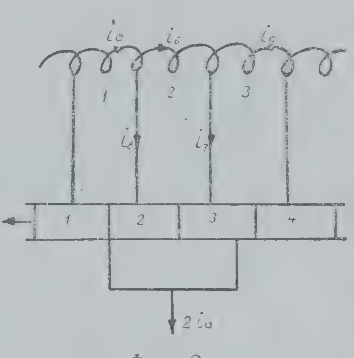
$$i_5 = i_a \left(\frac{M - L_c}{2M} e^{\kappa_1 t_1} + \frac{M + L_c}{2M} e^{\kappa_2 t_1} \right) . \tag{10}$$

Таким образом, в течение времени t_1 коммутируют одновременно 1 и 2 секции.

При положении щетки, представленном на фиг. 2, будет коммутировать только одна (2) секция в течение времени t_2. Время t_2 действительно от $(T - T_к)$ до $T_к$.

Процесс изменения тока в секции в этом случае описывается следующим дифференциальным уравнением:

$$L_c \frac{di_6}{dt_2} + i_6 r_c = 0 . \tag{11}$$



Фиг. 2.

На фиг. 2 и в уравнении (11) приняты обозначения:

t_2 — текущее время;

i_6 — ток в секции (2), соответствующий времени t_2;

$i_7 = i_a + i_6$, $i_8 = i_a - i_6$ — токи в соединительных проводах, соответствующие положению щетки, представленному на фиг. 2, в течение времени t_2.

Решением уравнения (11) является выражение

$$i_6 = C_3 e^{\kappa_3 t_2}, \tag{12}$$

где κ_3 — корень характеристического уравнения;

C_3 — постоянная интегрирования.

Из уравнения 11 находим

$$\kappa_3 = - \frac{r_c}{L_c} . \tag{13}$$

$$\text{При } t_2 = 0 \qquad i_6 = i_{5(T - T_к)} \tag{14}$$

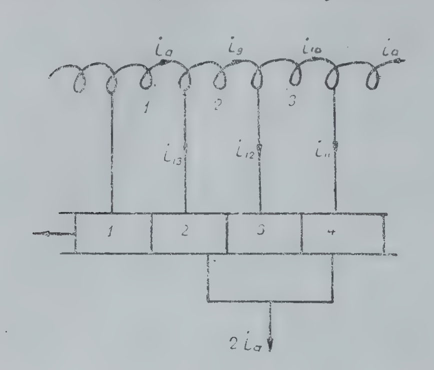
и, следовательно, постоянная интегрирования

$$C_3 = i_{5(T - T_к)} . \tag{15}$$

Таким образом, ток секции

$$i_6 = i_{5(T - T_k)} e^{k_3 t_2}. \tag{16}$$

В следующий отрезок времени (t_3), действительный от $T_к$ до T, снова будут коммутировать две секции (2 и 3). На фиг. 3 представлена схема, соответствующая этому интервалу времени.



Фиг. 3.

Дифференциальные уравнения, описывающие изменение тока в коммутирующих контурах (2 и 3), выражаются в следующем виде:

$$L_c \frac{di_9}{dt_3} + i_9 r_c + M \frac{di_{10}}{dt_3} = 0. \quad (17)$$

$$L_c \frac{di_{10}}{dt_3} + i_{10} r_c + M \frac{di_9}{dt_3} = 0. \quad (18)$$

На фиг. 3 и в уравнениях (17), (18) приняты обозначения:

t_3 — текущее время;

i_9, i_{10} — токи в секциях (2 и 3), соответствующие времени t_3;

$i_{11} = i_a + i_{10}$, $i_{12} = i_9 - i_{10}$, $i_{13} = i_a - i_9$ — токи в соединительных проводах, соответствующие положению щетки, представленному на фиг. 3, в течение времени t_3.

После ряда преобразований система уравнений (17), (18) относительно тока i_9 определяется уравнением

$$\frac{d^2 i_9}{dt^2_3}\left(\frac{M}{L_c} - \frac{L_c}{M}\right) - \frac{di_9}{dt_3}\frac{2r_c}{M} - i_9 \frac{r_c^2}{L_c M} = 0. \quad (19)$$

Решение его записывается выражением

$$i_9 = C_4 e^{\kappa_4 t_3} + C_5 e^{\kappa_5 t_3}, \quad (20)$$

где κ_4 и κ_5 — корни характеристического уравнения;

C_4 и C_5 — постоянные интегрирования.

Необходимо учитывать, что

$$\kappa_4 = \kappa_1,$$

$$\kappa_5 = \kappa_2. \quad (21)$$

Для нахождения постоянных интегрирования имеются условия:

$$\text{при } t_3 = 0 \qquad i_9 = i_{6(T_к)} \quad (22)$$

$$t_3 = T \qquad i_9 = -i_a,$$

где $i_{6(T_к)}$ — значение тока i_6 в момент времени, соответствующий $T_к$.

Учитывая известные условия, находим

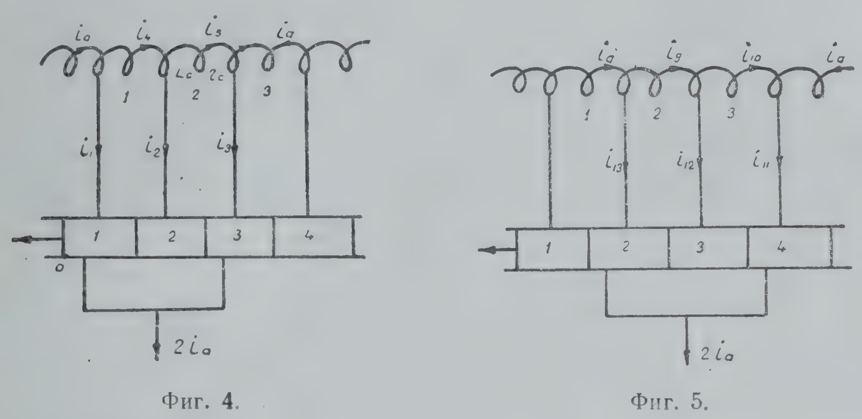
$$C_4 = \frac{i_a + i_{6(T_к)} e^{\kappa_5 T}}{e^{\kappa_5 T} - e^{\kappa_4 T}}, \quad (23)$$

$$C_5 = \frac{-i_a - i_{6(T_к)} e^{\kappa_4 T}}{e^{\kappa_5 T} - e^{\kappa_4 T}}. \quad (24)$$

После подстановки (23), (24) в (20) получаем

$$i_9 = \frac{i_a + i_{6(T_к)}\, e^{к_5 T}}{e^{к_5 T} - e^{к_4 T}}\, e^{к_4 T_3} + \frac{-i_a - i_{6(T_к)}\, e^{к_4 T}}{e^{к_5 T} - e^{к_4 T}}\, e^{к_5 T_3} = 0. \qquad (25)$$

Таким образом, для случая, когда $b_к < b_щ < 2b_к$, процесс изменения тока в коммутируемой секции определяется выражениями (10), (16), (25). Причем каждое из них действительно для определенного интервала времени.



Фиг. 4. Фиг. 5.

2. $b_щ = 2b_к$.

Применительно к схеме, представленной на фиг. 4, может быть составлена такая же система уравнений, как и (1), (2). Отличие будет лишь в том, что время t_1 действительно от 0 до $T_к$.

Выражение для тока i_5 находится таким же путем, как и в первом случае.

Применительно к схеме, представленной на фиг. 5, где обозначения приняты такие же, как и на фиг. 3, может быть составлена такая же система уравнений, как (17) и (18).

Выражение для тока i_9 находится таким же путем, как и в первом случае.

Таким образом, когда $b_щ = 2b_к$, в процессе коммутации все время принимают участие две секции. Причем от 0 до $T_к$ коммутируют одновременно 1 и 2 секции, а от $T_к$ до T — 2 и 3.

По уравнениям, полученным для случая, когда $b_к < b_щ < 2b_к$, был проведен расчет для следующих параметров:

$i_a = 1{,}5\ a$, $T = 7{,}4 \cdot 10^{-4}$ *сек*,

$L_c = 1{,}48 \cdot 10^{-4}$ *генри*. $T_к = 4{,}62 \cdot 10^{-4}$ *сек*,

$r_c = 0{,}1$ *ома*, $M = 0{,}83_c$.

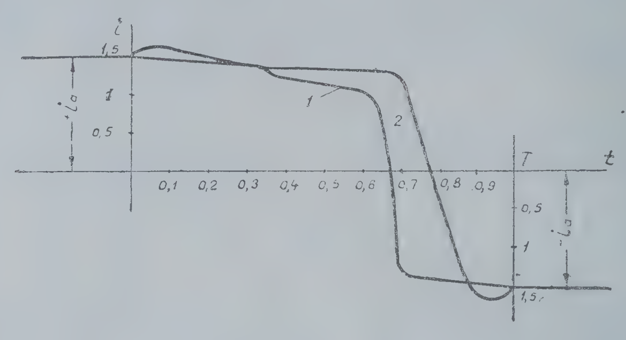
В результате построена кривая 1 (фиг. 6).

Для тех же параметров была проведена экспериментальная проверка на электромашинном усилителе. При этом были поставлены щетки марки МГ-4. Опытным путем установлено, что они обеспечивают гиперболическую зависимость переходного сопротивления щеточного контакта от плотности тока.

Осциллографирование кривой тока коммутируемой секции проводилось при установившемся тепловом состоянии коллектора.

Кривая (2), представленная на фиг. 6, является экспериментально.

Имеющиеся отклонения в кривых (1) и (2) объясняются тем, что в расчете не учитывается реакция якоря, которая имеет место в электромашинном усилителе.



Фиг. 6.

Таким образом, изложенный метод позволяет проводить исследование процесса коммутации с учетом взаимоиндуктивности между коммутируемыми секциями. Он может быть распространен и на случай, когда $b_щ > 2b_к$.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

ГЛАВНЫЕ РАЗМЕРЫ ДВИГАТЕЛЬНО-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ЧАСТИ АСИНХРОННОГО БЕСЩЕТОЧНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ И ОПТИМАЛЬНОЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ НАГРУЗОК

В. С. НОВОКШЕНОВ

(Представлено научно-техническим семинаром ЭМФ)

Асинхронный бесщеточный преобразователь частоты (АБПЧ) состоит из асинхронного приводного двигателя, асинхронного преобразователя и обращенной синхронной машины [1, 2]. Приводной двигатель и асинхронный преобразователь совмещены в одном магнитопроводе: в пазах пакета статора расположены первичная обмотка (обмотка 1) асинхронного двигателя и вторичная обмотка (обмотка 3) асинхронного преобразователя; в пазах пакета ротора расположены вторичная обмотка (обмотка 2′) асинхронного двигателя и первичная обмотка (обмотка 2) асинхронного преобразователя; магнитный поток асинхронного двигателя Φ_1 и магнитный поток асинхронного преобразователя Φ_2 находятся в общем магнитопроводе из пакетов стали статора и ротора. Обычно обмотки 2′ и 2 объединяются в одну обмотку, выполняющую функции двух. Якорь обращенной синхронной машины, от которой осуществляется питание первичной обмотки асинхронного преобразователя, находится на одном валу с пакетом ротора двигательно-преобразовательной части АБПЧ.

Вес активных материалов двигательно-преобразовательной части АБПЧ, как и вес активных материалов обычной асинхронной машины, определяется произведением квадрата внутреннего диаметра пакета статора на его длину ($D^2 l$).

Согласно известному основному расчетному уравнению электрической машины [3] величина $D^2 l$ может быть выражена, с одной стороны, через мощность и электромагнитные нагрузки приводного асинхронного двигателя

$$D^2 l = \frac{8{,}6 \cdot 10^{11} P_1'}{k_{w1} A_1 B_1 n_1} = \frac{8{,}6 \cdot 10^{11} P_1'}{k_{w1}(1-c_A)(1-c_B) A_{13} B_{12} n_1}, \quad (1)$$

с другой стороны, через мощность и электромагнитные нагрузки асинхронного преобразователя

$$D^2 l = \frac{8{,}6 \cdot 10^{11} P_3'}{k_{w3} A_3 B_2 n_3} = \frac{8{,}6 \cdot 10^{11} P_3'}{k_{w3} c_A c_B A_{13} B_{12} n_3}. \quad (2)$$

Здесь

$$P'_1 = k_{E1} P_1, \quad (3)$$

$$P'_3 = k_{E3} P_3 \ — \quad (4)$$

расчетные мощности обмоток 1 и 3 в *ква*,

где P_1, P_3—потребляемая и отдаваемая мощности АБПЧ в *ква*;

$k_{E1} = 0{,}92 \div 0{,}96$; $k_{E3} = 1{,}04 \div 1{,}08$—коэффициенты;

n_1, n_3—скорости вращения магнитных полей асинхронного двигателя и асинхронного преобразователя относительно обмоток 1 и 3 в об/мин;

k_{w1}, k_{w3}—обмоточные коэффициенты обмоток 1 и 3;

A_1, A_3—линейные нагрузки обмоток 1 и 3 в *а/см*;

B_1, B_2—магнитные индукции в воздушном зазоре магнитных полей Φ_1 и Φ_2 в *гс*;

$A_{13} = A_1 + A_3$—суммарная линейная нагрузка;

$B_{12} = B_1 + B_2$—суммарная магнитная нагрузка;

$c_A = \dfrac{A_3}{A_{13}}$, $\quad c_B = \dfrac{B_2}{B_{12}}$ — величины, характеризующие распределение электрической и магнитной нагрузок между обмотками.

Уравнения (1) и (2) позволяют исключить одно из неизвестных. Приравнивая правые части уравнений (1) и (2) и учитывая выражения (3), (4), после некоторых преобразований получим зависимость между величинами c_A и c_B:

$$c_A = \frac{1 - c_B}{1 - c_B(1 - k)}, \quad (5)$$

где коэффициент

$$k = \frac{P_1 n_3 k_{w3} k_{E1}}{P_3 n_1 k_{w1} k_{E3}}. \quad ($$

Подставляя выражение (5) в уравнение (2), получим окончательное выражение величины $D^2 l$:

$$D^2 l = \frac{8{,}6 \cdot 10^{11} P_3 k_{E3} [1 - c_B(1 - k)]}{k_{w3} A_{13} B_{12} n_3 c_B (1 - c_B)}. \quad (7)$$

Отдаваемая АБПЧ мощность P_3 и скорость вращения n_3 являются заданными величинами. Суммарная линейная нагрузка A_{13} определяется в основном допустимым перегревом обмоток и заданным коэффициентом полезного действия АБПЧ. Так как магнитные потоки Φ_1 и Φ_2 находятся в общем магнитопроводе, то намагничивающие токи асинхронного двигателя и асинхронного преобразователя зависят от величины магнитных индукций обоих полей [2]. Поэтому магнитная нагрузка B_{12} определяется в основном заданными значениямм коэффициента мощности и коэффициента полезного действия. При заданной отдаваемой мощности АБПЧ электромагнитные нагрузки A_{13} и B_{12}, как и электромагнитные нагрузки обычных асинхронных двигателей, могут изменяться в довольно узких пределах.

Коэффициент k определяется величинами, входящими в выражение (6).

Величина c_B, характеризующая распределение электромагнитных нагрузок между асинхронным двигателем и асинхронным преобразователем, могла бы конструктором выбираться произвольно. Однако выбор того или иного значения величины c_B оказывает очень большое влияние на объем и вес активных материалов. Действительно, при изменении величины e_B от нуля до единицы величина $D^2 l$ изменяется от бесконечности до некоторого минимального значения, а затем опять при $c_B \longrightarrow 1$ стремится к бесконечности. Зависимость $D^2 l = f(c_B)$, полученная при постоянных значениях прочих величин, входящих в уравнение (7), имеет вид U-образной кривой a, представленной на фиг. 1. Очевидно, что величина c_B должна выбираться исходя из условия минимума веса активных материалов.

Оптимальное значение величины c_B, соответствующее минимуму веса активных материалов при заданных значениях прочих величин, входящих в уравнение (7), может быть получено из уравнения

$$\frac{\partial}{\partial c_B}(D^2 l) = 0. \qquad (8)$$

Подставив в уравнение (8) значение $D^2 l$, выраженное уравнением (7), после некоторых преобразований получим:

$$c_{BO} = \frac{1 \pm \sqrt{k}}{1 - k}, \qquad (9)$$

Фиг. 1.

где c_{BO}—оптимальное значение величины c_B. Так как $0 < c_B < 1$, то выражение (9) со знаком „плюс“ перед радикалом теряет физический смысл. Следовательно,

$$c_{BO} = \frac{1 - \sqrt{k}}{1 - k}. \qquad (10)$$

Так как потери электрических машин являются функцией электромагнитных нагрузок и веса активных материалов, то очевидно, что при заданных электромагнитных нагрузках A_{13}, B_{12} минимум веса АБПЧ соответствует минимуму его потерь. При отклонениях величины c_B от оптимальной потери увеличиваются, что приводит к увеличению потребляемой мощности P_1 и, следовательно, к увеличению коэффициента k. Поэтому зависимость $D^2 l = f(c_B)$, построенная с учетом изменения коэффициента k, будет иметь вид кривой $б$, представленной на фиг. 1, имеющей тот же минимум, что и кривая a, но проходящей выше ее при $c_B \neq c_{BO}$. Кривые a и $б$ убедительно показывают, насколько глубоко влияние выбора величины c_B на вес активных материалов и насколько важно определение оптимального значения величины c_B.

Выводы

1. Уравнение (7), связывающее главные размеры двигательно-преобразовательной части АБПЧ с его мощностью, электромагнитными нагрузками и скоростями вращения магнитных полей, можно считать одним из основных расчетных уравнений АБПЧ.

2. Величина c_B, характеризующая распределение электромагнитных нагрузок в двигательно-преобразовательной части АБПЧ, должна выбираться из условия минимума веса активных материалов и минимума потерь согласно уравнению (10).

3. Приведенные выше выражения (7) и (10) могут быть использованы при проектировании любых электрических машин, основанных на применении принципа совмещения двух вращающихся магнитных полей в одном магнитопроводе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Авторское свидетельство № 106209.

2. Новокшенов В. С. Некоторые вопросы теории асинхронного бесщеточного преобразователя частоты. Известия Томского политехнического института, том. 94, ГЭИ, 1958.

3. Р. Рихтер. Электрические машины, т. 1, ГОНТИ, 1939.

ИЗВЕСТИЯ
ТОМСКОГО ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА имени С. М. КИРОВА

Том 98 1960 г.

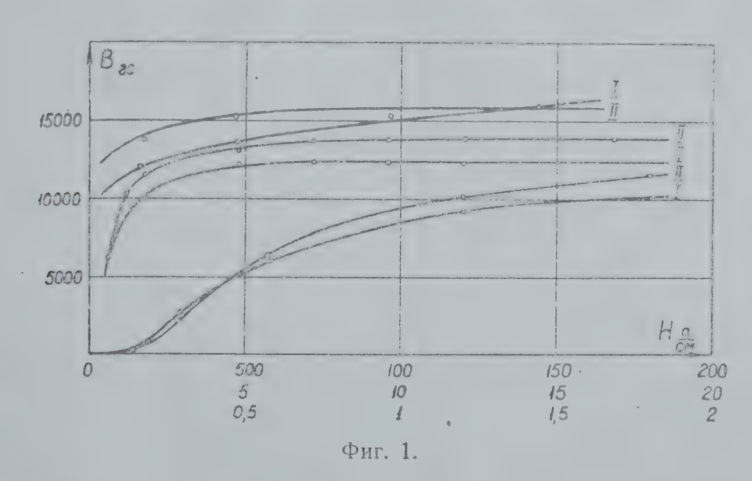
ОБ ОДНОЙ ОСОБЕННОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ ГЕНЕРАТОРОВ С РАВНОВЕСИЕМ Э. Д. С. ХОЛОСТОГО ХОДА ТРАНСФОРМАТОРОВ ТОКА

Л. В. БАГИНСКИЙ, студ. В. Г. КОЙНОВА, Л. Г. НЕКРАСОВА

(Представлено научно-техническим семинаром кафедры „Электрические станции, сети и системы“)

Опыты, результаты которых приведены на рис. 5 [1], показывают, что ток небаланса рассматриваемой защиты весьма мало зависит от первичного тока. Поэтому при использовании одной и той же пары трансформаторов тока для защиты генераторов различной мощности максимальные значения токов небаланса будут практически одинаковыми, то есть при равных значениях коэффициентов надежности абсолютные величины первичных токов срабатывания будут также равны при любых мощностях защищаемых генераторов. Это означает, что значение первичного тока срабатывания, выраженное в долях номинального тока, будет тем меньше, чем больше мощность защищаемого генератора.

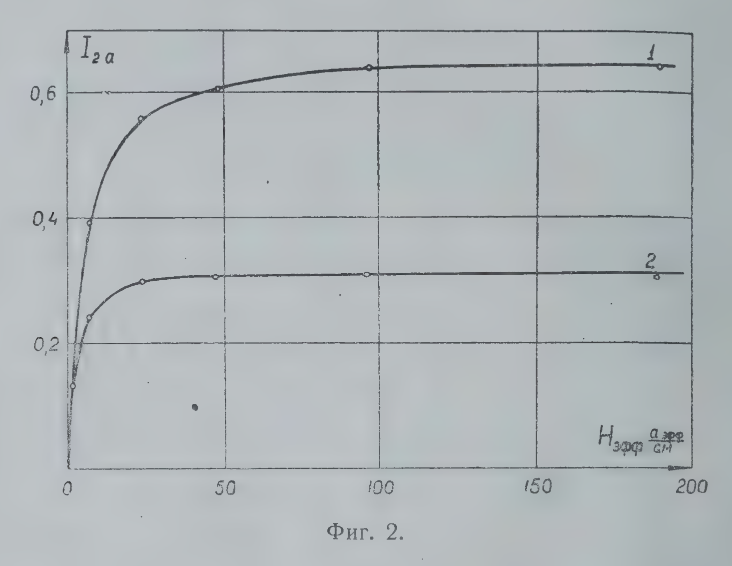
Более того, с увеличением мощности защищаемого генератора можно ожидать также увеличение коэффициента чувствительности вследствие увеличения токов короткого замыкания.



Фиг. 1.

Для проверки этих предположений были проделаны соответствующие опыты, в которых использовалась пара трансформаторов тока с числами витков первичной и вторичной обмоток $w_1 = w_2 = 200$, дли-

ной средней магнитной линии сердечника $l_{cp} = 41{,}5$ *см* и сечением спирального сердечника $q = 3$ *см²*. Характеристики холостого хода этих трансформаторов представлены на рис. 1, из которого видно, что различие в характеристиках было весьма значительным: на 23 % при малых индукциях, на 14 % при индукции порядка 11 *кгс* и на 10,7 % при высоких индукциях порядка 15 *кгс*. Такое большое различие характеристик в области высоких индукций не является типичным для трансформаторов тока, выполненных из стали одной марки. Поэтому можно предположить, что, по крайней мере, один сердечник был изготовлен из полос стали разных марок. Это существенно ухудшило условия работы схемы.

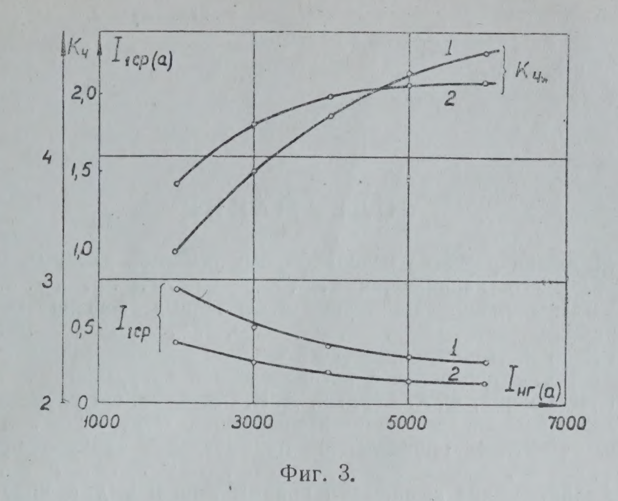


Фиг. 2.

На рис. 2 приведены зависимости тока небаланса I_2 от напряженностей поля в сердечниках, подсчитанных как $H_{эфф} = I_1 w_1 : l_{cp}$, для различных значений сопротивлений цепи реле. Кривая 1 снята при активном и индуктивном сопротивлениях $r_2 = 2{,}12$ *ом* и $\omega L_2 = 0{,}7$ *ом*, а кривая 2 — $r_2 = 3{,}49$ *ом* и $\omega L_2 = 2{,}8$ *ом*, причем индуктивное сопротивление в обоих случаях образовано катушками реле ЭТ521/0,6 (параллельное и последовательное соединения). Из рис. 2 следует, что ток I_2 практически не изменен, начиная от значений $H_{эфф} = 50$ *аэфф/см*. Так как мощные генераторы оборудуются трансформаторами тока с длиной средней линии сердечника порядка $l_{cp} = (75—100)$ *см*, можно считать, что токи короткого замыкания генератора любой мощности будут обусловливать напряженности поля в сердечниках рассматриваемой схемы защиты $H_{эфф} > 50$ *а эфф./см*. Поэтому ток небаланса схемы практически не зависит от мощности защищаемого генератора.

На рис. 3 показаны зависимости первичного тока срабатывания I_{1cp}, выраженного в долях от номинального тока защищаемого генератора $I_{НГ}$, и коэффициента чувствительности κ_4 от $I_{НГ}$. Эти зависимости определены для тех же сопротивлений цепи реле, что и кривые рис. 2. Уставка реле определялась как $I_y = \kappa_H \cdot I_2$, где коэффициент надежности $\kappa_H = 1{,}5$ ввиду независимости I_2 от $I_{НГ}$ в рассматриваемых условиях. Величина κ_4 определена по значениям тока в реле при двухполюсных коротких замыканиях на выводах защищаемых генераторов. В качестве защищаемых генераторов предполагались гидрогенераторы без успокоительных обмоток. Поэтому кратность тока короткого замыкания принималась $2{,}4\ I_{НГ}$. Защищаемый гидрогенератор

считался работающим изолированно. Токи в цепи реле измерялись с помощью тщательно отградуированных реле типа ЭТ521.



Фиг. 3.

Результаты этих опытов показывают, что чувствительность рассматриваемой схемы защиты значительно повышается при увеличении мощности защищаемого генератора. Например, с увеличением номинального тока генератора от 2000 до 6000 *а* ток I_{1cp} уменьшился более чем втрое при заметном увеличении коэффициентов чувствительности.

Выводы

1. Эффективность применения дифференциальной защиты с равновесием э. д. с. холостого хода трансформаторов тока возрастает с увеличением мощности защищаемого генератора.

2. Рассматриваемая схема обеспечивает высокую чувствительность даже при неблагоприятном соотношении характеристик трансформаторов тока ($I_{1cp} < 0{,}5\ I_{НГ}$, $к_4 > 3{,}75$).

3. В данной схеме рационально применять реле ЭТ521/0,6, так как сопротивление его обмоток достаточно хорошо ограничивает ток небаланса. При этом для достижения необходимых для селективной работы значений коэффициента надежности может возникнуть необходимость выведения указателя реле вправо за пределы шкалы уставок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Багинский Л. В. О применении трансформаторов тока с малым объемом стали для дифференциальной защиты генераторов, Известия Томского политехнического института, т. 94, 1958.

СОДЕРЖАНИЕ

КЗ00541. Сдано в набор 30/XI-59. Подписано к печати 9/IV-60 г.
Бумага 70×108 1/16. Объем: 8,07 печ. л., уч.-издат. л. 11,05
Заказ 5119-59. Тираж 1500 экз. Цена 6 руб.+ 1 руб. переплет.

Томск, типография № 1 Полиграфиздата, Советская, 47.

1-40

Цена 7 руб.